

46908

IV 9295

1

Manual
de
utilizare

CIRCUITE INTEGRATE LINEARE

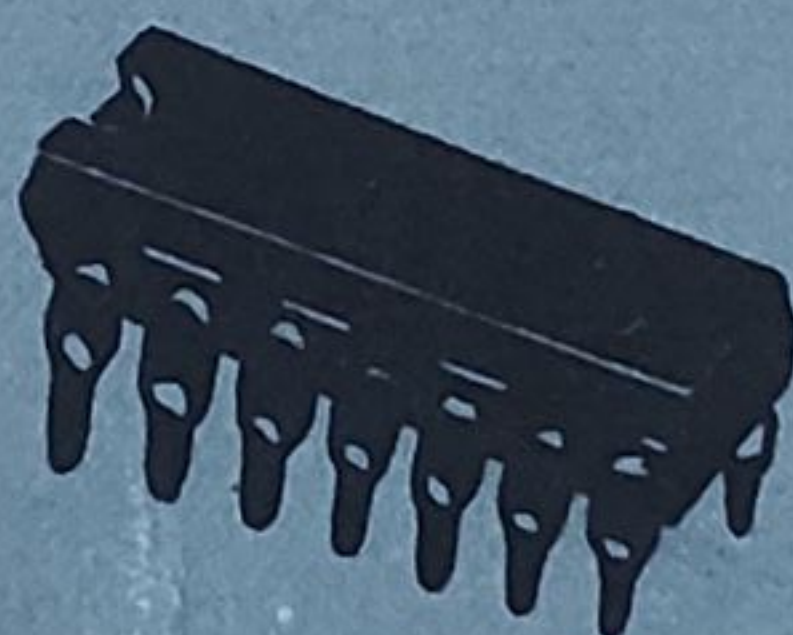
AUTOMATICA

ELECTRONICA

INFORMATICA

MANAGEMENT

SERIA PRACTICĂ



SERIA PRACTICĂ

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

Ciclul „MĂSURAREA PARAMETRILOR“

Ciclul „PROIECTAREA SISTEMELOR INFORMATICE“

- E. Samal: Tehnica reglării. Manual practic
S. Bajureanu, A. Băldescu, M. Epure, I. Burlacu: Elemente și sisteme automate pneumatice
I. Flores: Practica programării calculatoarelor
F. G. Shinsky: Practica sistemelor de reglare automată
E. J. McCarthy ș.a.: Sistemele integrate de prelucrare a datelor în conducerea activității economice
M. Dumitrescu, P. Isac, P. Turcu, M. Ene (coordonatori): Organizarea conducerii, producției și muncii
C. Simbolin și Ol. Tanasiciuc: Comutația statică în automatică
M. K. Starr: Conducerea producției. Sisteme și sinteze
V. Crăciunoiu ș.a.: Elemente de execuție
A. Vlădescu ș.a.: Radloreceptoare
M. Mayer: Tristoare în practică. Mutatoare cu comutație forțată
G. Molten: Tristoare în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea
L. Zamfirescu și I. Opreșcu: Automatizarea cuptoarelor industriale
I. Papadache: Automatica aplicată, ediția I-a și a II-a
Șt. Alexandru: Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
Lisicikin V. A.: Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei
G. Raymond: Tehnica televiziunii în culori
J. J. Samuelli, J. Pignarel, A. Sarazin: Instrumentația electronică în fizica nucleară
T. Homos: Capacitatea de producție în construcția de mașini
S. Radu, D. Filoti: Centrale telefonice automate
R. Stere ș.a.: Tranzistoare cu efect de cimp
D. N. Shapiro: Proiectarea radloreceptoarelor
V. Antonescu, M. Popovici: Ghid pentru controlul statistic al calității
V. Baltac ș.a.: Calculatorul FELIX C-256. Structură și programare
G. Sonea, Sileșchi M.: Creșterea planificată a productivității muncii
R. L. Morris: Proiectarea cu circuite integrate TTL
A. Brilliantov: Calculul și construcția televizoarelor portabile
Kaoru Ishikawa: Controlul de calitate pentru maștri și șefi de echipe
Magnus Radke: 222 măsuri pentru reducerea costurilor
I. Stăncioiu: Eficiența economică a asimilării de utilaje noi
G. Lajtha: Proiectarea rețelelor de telecomunicații
A. Vădăscu, ș.a.: Dispozitive semiconductoare. Manual practic
Ch. Jones: Design. Metode și aplicații
E. S. Buffa: Conducerea modernă a producției, ovl. I și II
D. W. Davies, D. L. Barber: Rețele de interconectarea calculatoarelor
Gh. Baștiurea ș.a.: Comanda numerică a mașinilor-unelte
P. Vezeanu, Șt. Pătrascu: Măsurarea temperaturii în tehnică
T. Penescu, V. Petrescu: Măsurarea presiunii în tehnică
P. Popescu, P. Mihoraea: Măsurarea debitului în tehnică
P. Vezeanu: Măsurarea nivelului în tehnică
A. Nadolo: Măsurarea volumului și calității lichidelor în industrie
N. Sprinceană ș.a.: Automatizări discrete în industrie
C. Hidoș, P. Isac (coordonatori): Studiul muncii, I—VIII
C. Hidoș: Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unități economice
P. Constantinescu, V. Negoitșă: Sistemele informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse
Gh. Pisdu, Toma A., Mihădescu I.: Elaborarea și implementarea sistemelor informatice
V. Pascaru ș.a.: Fișiere, baze și bănci de date
I. Ceaușu ș.a.: SDV. Conducerea activității de concepție, fabricație, gestiune
D. Patriche: Marketing industrial
C. J. Richards: Sisteme de așezare și transmitere a datelor
B. Twiss: Inovarea tehnologică

A. VĂTĂȘESCU
M. BODEA
A. HARTULAR
B. SCHUSTER
D. CRĂCEA
Ș. LUNGU
V. GHEORGHIU
I. MIHUȚ
R. SAVIN

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

Manual de utilizare
vol. I



0 000008 65437

BCU IASI



Editura tehnică
București 1979

23 IAN 1981

PREFAȚĂ

Procesul de dezvoltare al industriei electronice este marcat și condiționat — atât pe plan național cât și mondial — de dominația autoritară exercitată de producătorii de circuite integrate.

Este un fapt banal să se constate că realizările din ultimii ani care au afectat și schimbat în mod esențial structura industriei electronice, își au sursa în eforturile producătorilor de dispozitive semiconductoare de a arunca pe piață la un preț incredibil de scăzut produse tot mai competitive, prin rafinarea performanțelor și ideilor, prin sporirea continuă a inteligenței conținute de produsul respectiv. În acest sens, este suficientă reamintirea a două exemple devenite „clasice”: amplificatorul operațional și microprocesorul.

Producătorul de circuite integrate trebuie și poate să fie motorul progresului industriei electronice cu condiția unei excitații continue, prompte și corecte de la utilizatorii săi.

Situația producătorului de circuite integrate nu este prea ușoară. El trebuie să facă eforturi deosebite pentru stabilirea unui echilibru rezonabil între prețul unui produs, de o complexitate care crește permanent și calitatea acestuia. Să observăm că este vorba de un echilibru dinamic care trebuie menținut în condițiile unei strategii de dezvoltare a cărei caracteristică majoră o constituie pătrunderea agresivă a noului.

Pe de altă parte, nici situația utilizatorului nu este mai ușoară. El este confruntat direct cu problema vitală a competitivității, care face necesară alinierea, sub presiunea timpului, la realizările tot mai complexe ale fabricantului. În pretențiile sale utilizatorul trebuie să țină însă cont de faptul că dispozitivele nu sînt ideale, că dispersia și variația în timp a parametrilor sînt fenomene inevitabile, că există parametri a căror realizare simultană conduce la condiții tehnologice contradictorii.

În aceste condiții dialogul deschis și competent între producătorul și utilizatorul de circuite integrate devine un instrument eficace și necesar în optimizarea activității fiecăruia din ei.

Cartea pe care o prezint în această prefață este o manifestare a acestui dialog.

În urmă cu peste patru ani a apărut la Editura tehnică primul manual de utilizare pentru dispozitive semiconductoare scris de o echipă de specialiști de la IPRS-Băneasa.

Eram atunci după mai bine de 10 ani de fabricație mereu ascendentă — cantitativ și calitativ — de tranzistoare și diode din germaniu și siliciu, timp

în care zeci și sute de specialiști mai mari sau mai mici, au urcat pe treptele progresului științific și tehnologic.

Anii de fabricație a circuitelor integrate logice, folosite cu zecile de mii în calculatoare, au netezit calea spre realizarea circuitelor integrate liniare care puneau probleme noi generate de complexitatea structurii, de particularitățile procesului tehnologic, de varietatea metodelor și aparaturii de testare.

În anul 1974 am trăit impactul hotărâtor cu circuitele integrate liniare destinate folosirii în radioelectronica de larg consum adică în audio, în radioreceptoare și în televizoare. Era momentul în care circuitele integrate liniare depășeau vârsta adolescenței și dădeau oricui șansa de a vedea limpede marile lor perspective și nenumăratele lor avantaje imediate. Așa cum în anul 1964 în electronica românească se întrevedea victoria tehnologiei planare pe siliciu în domeniul tranzistoarelor, la zece ani după aceea a devenit necesară asimilarea circuitelor integrate liniare care să preia sarcinile și funcțiile etajelor clasice cu tuburi electronice sau cu tranzistoare pentru a căror elaborare și perfecționare au trudit două generații de electroniști. În acel moment din preajma anului 1974 se distingeau orientările pe plan mondial și se cristalizau primele limite raționale ale integrării circuitelor clasice pe cipuri din siliciu.

Cu experiența căpătată pînă atunci, cu pasiune și încredere, o echipă de ingineri din IPRS-Băneasa a pornit la elaborarea circuitelor integrate liniare specifice aplicațiilor industriale, de radio și televiziune. Într-un timp record — mai puțin de doi ani — o duzină de circuite integrate liniare a fost realizată prin concepție proprie, independent și fără licențe, dar ținînd cont de avantajele tipizării și standardizării internaționale în acest domeniu. Neliniștea continuă, efervescentă, care caracterizează pe adevăratul specialist și îi mobilizează — pentru unii inexplicabil de ce — toate resursele, a împins echipa de la IPRS-Băneasa pe căi noi în căutarea mijloacelor de mărirea eficienței economice, a productivității și a randamentelor în fabricație și testare. Astăzi, de exemplu, circuitele integrate liniare se încearcă la IPRS-Băneasa în sisteme de control automat, asistat de calculator, de concepție proprie care testează cu un înalt nivel de încredere zeci de mii de dispozitive pe zi.

Un management hotărît, cu idei clare și stabile, a constituit un sprijin psihologic eficient pentru echipa de specialiști entuziaști de înaltă calificare și a adus IPRS-Băneasa la vîrsta maturității, înscriind-o printre cele mai bune și mai diversificate fabrici europene din ramura semiconductoarelor.

Un factor decisiv l-a constituit și contactul permanent cu colegii de la Facultatea de Electronică a Institutului Politehnic din București, care a condus la schimburi fructuoase de informații și la soluții care au depășit cu mult cadrul strict și limitativ al unor contracte economice.

Acum, în 1979, cititorul are la îndemînă — cu concursul generos al redacției de Automatică și Electronică a Editurii tehnice — un nou manual de utilizare pentru circuitele integrate liniare. Acest volum este primul din seria de cărți care va fi tipărită treptat, serie care este rodul muncii echipei de specialiști din IPRS-Băneasa și Institutul Politehnic din București și care va apărea sub titlul generic „CIRCUITE INTEGRATE LINIARE — MANUAL DE UTILIZARE” primele trei volume fiind, în mare, structurate în ordine pe circuitele pentru radiocomunicații, pentru receptoare TV și pentru aplicații indus-

triale. Aceste manuale de utilizare vor trata cuprinzător și profund tipurile de circuite integrate fabricate de IPRS-Băneasa. Lucrarea are menirea de a servi ca manual de aplicație prezentând utilizatorului într-o viziune inginerescă, în afară de detaliile interne, asupra cărora nu poate interveni, modul de folosire schema electrică optimă de conectare, limitele de exploatare a parametrilor, limitele de solicitare în tensiune, curent și temperatură. Pentru fiecare circuit integrat, autorii prezintă câmpul de utilizări posibile, funcțiile pe care circuitul integrat respectiv le poate îndeplini.

A. Vătășescu și M. Bodea au prelucrat și prezentat într-o formă unitară materialele generate de un mare număr de colaboratori, specialiști cunoscuți acum din domeniul teoriei, proiectării, realizării și testării circuitelor integrate, care pentru primul volum al seriei pot fi grupați astfel:

- A. Hartular și B. Schuster — CIRCUITE PLL;
- D. Crăcea și Ș. Lungu — RADIORECEPTOR MA/MF;
- V. Gheorghiu și I. Mihuț — AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE;
- R. Savin — DECODOR STEREO.

Relativ la conținutul primului volum o mențiune specială trebuie făcută pentru prima tratare extinsă, în literatura noastră, a circuitelor integrate PLL, tratare care stă la baza înțelegerii și a altor circuite prezentate în această serie de lucrări.

În ceea ce privește circuitele descrise, se constată nivelul ridicat de competitivitate: circuitele PLL, receptorul pe un cip și decodorul stereo produse de IPRS-Băneasa sînt identice cu cele mai celebre circuite realizate pe plan mondial de firme consacrate. Amplificatoarele audio de putere sînt de performanțe medii. Gradul de competitivitate este poate mai bine ilustrat dacă ne gîndim că un aparat de radio cu partea de RF și FI integrată (TBA 570), cu decodor stereo monolitic (βA 758) și două circuite integrate de tip TCA 150 în AF, se plasează imediat la nivelul de vîrf al tehnicii mondiale. În această viziune a competitivității — care cere să fabricăm aparate electronice multe, bune și accesibile oricui — acest manual de utilizare are și rolul de a frînge inerția și de a ușura drumul spre acest vîrf.

În încheiere, pentru a răsplăti răbdarea cititorului care a parcurs toată această prefată, să dezvăluim cîteva din circuitele care vor apare în volumele următoare: alimentator stabilizat pentru tunere cu varicapuri (TAA 550), amplificator FI imagine (TDA 440), sincroprocesor TV (TBA 950), circuit pentru baleiajul vertical (TDA 1170), amplificator FI sunet (TAA 661, TBA 120), amplificatoare operaționale (βA 741, βM 3900), stabilizatoare de tensiune (βA 723, βA 78XX), arie de tranzistoare termostată (βA 726), temporizator (βE 555), senzor magnetic (βM 230), modulator echilibrat (L025), comutator senzorial (SAS 560), circuit pentru comanda tiristoarelor (βAA 145).

București, 15 ianuarie 1979

EUGEN STATNIC

CUPRINS

Prefață

5

CAPITOLUL 1.

CIRCUITE *PLL*

13

1.1. Introducere.....	13
1.2. Funcționarea circuitului <i>PLL</i>	15
1.2.1. Descrierea blocurilor componente ale unui circuit <i>PLL</i>	15
1.2.2. Ecuația de funcționare a unui circuit <i>PLL</i>	17
1.2.3. Banda de captură. Banda de urmărire.....	18
1.2.4. Schema echivalentă de joasă frecvență (<i>SEJF</i>)	21
1.2.5. Regimul staționar și tranzitoriu al unui circuit <i>PLL</i> în absența zgomotului	24
1.2.6. <i>PLL</i> ca demodulator <i>MF</i>	30
1.2.7. Efectul zgomotului asupra circuitelor <i>PLL</i>	31
1.3. Considerente de proiectare pentru schemele cu circuite <i>PLL</i>	36
1.4. Circuitul integrat <i>PLL</i> βE 565.....	39
1.4.1. Descrierea circuitului βE 565	40
1.4.2. Caracterizarea electrică a circuitului βE 565.....	56
1.4.3. Măsurări la fabricant	59
1.4.4. Măsurări la utilizator	61
1.5. Aplicații tipice ale circuitului integrat <i>PLL</i> βE 565....	63
1.5.1. Demodulator <i>MF</i>	63
1.5.2. Mărirea amplitudinii semnalului demodulat pentru deviații mici de frecvență la intrare	65
1.5.3. Extinderea benzii de urmărire	66
1.5.4. Conversie frecvență-tensiune prin întreruperea buclei interne de reacție	67
1.5.5. Decodarea semnalelor logice transmise prin modulație de frecvență (<i>Frequency Shift Keying-FSK</i>)	68
1.5.6. Sinteza frecvențelor	69
1.5.7. Demodularea <i>MA</i> sincronă	71
1.5.8. Generator de funcții	72
1.6. Circuite <i>PLL</i> de înaltă frecvență	73
1.6.1. Circuitul integrat βE 561	74
1.6.2. Caracterizarea electrică a circuitului βE 561....	77
1.6.3. Aplicații	78
BIBLIOGRAFIE	80

CAPITOLUL 2. TBA 570 — RADIORECEPTOR *MA/MF*.

84

2.1. Prezentarea circuitului.....	84
2.1.1. Destinație	84
2.1.2. Schema bloc	84

2.2. Schema electrică	90
2.2.1. Stabilizatorul	91
2.2.2. Oscilatorul	92
2.2.3. Mixerul (sau primul amplificator <i>FI-MF</i>).....	93
2.2.4. Amplificatorul de frecvență intermediară <i>MA/MF</i>	96
2.2.5. Detectorul de <i>MA</i> și sistemul de <i>RAA</i>	100
2.2.6. Limitatorul	102
2.2.7. Amplificatorul de audiofrecvență	104
2.3. Parametri	107
2.3.1. Performanțele circuitului	107
2.3.2. Măsurări la fabricant	107
2.3.3. Măsurări la utilizator	116
2.4. Indicații de proiectare.....	119
2.4.1. Alimentarea.....	119
2.4.2. Regimul de curent continuu și curent alternativ al tranzistorului Q_9	120
2.4.3. Oscilatorul	120
2.4.4. Amortizări introduse de circuit	121
2.5. Aplicații	122
2.5.1. Radioreceptor portabil <i>MA/MF</i> utilizând o alimen- tare de 6 V	122
2.5.2. Radioreceptor <i>MA/MF</i> utilizând o alimentare de 9 V	125
2.5.3. Radioreceptor <i>MA/MF</i> utilizând o alimentare de 16 V	131
2.5.4. Indicator optic de acord	132
2.5.5. Recepția numai cu <i>MA</i> sau numai cu <i>MF</i>	134
2.5.6. Radioreceptor fără etaj de putere (Tuner).....	134
2.6. Alte circuite integrate	134
<i>BIBLIOGRAFIE</i>	140
CAPITOLUL 3. TBA 790, TCA 150 – AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE	141
3.1. Prezentarea circuitului	141
3.1.1. Destinație	141
3.1.2. Schema bloc	142
3.2. Schema electrică	143
3.2.1. Etajul de intrare	145
3.2.2. Generatorul de curent de referință	148
3.2.3. Etajul pilot	153
3.2.3. Etajul de ieșire	155
3.2.5. Protecții	168
3.3. Funcționarea cu reacție	171
3.3.1. Amplificarea cu buclă deschisă (fără reacție)	171
3.3.2. Amplificarea cu reacție	175
3.4. Relații energetice	178
3.5. Evacuarea căldurii disipate	185

3.6. Parametri	188
3.6.1. Mărimi caracteristice.....	188
3.6.2. Măsurări la fabricant	194
3.6.3. Măsurări la utilizator	197
3.7. Aplicații	198
3.7.1. Reguli generale pentru realizarea cablajului	198
3.7.2. Manevre periculoase	200
3.7.3. Proiectarea radiatorului extern	201
3.7.4. Amplificatoare audio cu <i>TBA</i> 790 ($P_0 < 2,5$ W, $R_L = 8 \Omega$)	204
3.7.5. Amplificatoare audio cu <i>TCA</i> 150 ($P_0 < 5$ W, $R_L = 4 \Omega$)	209
3.7.6. Oscilator de relaxare	210
3.8. Alte circuite integrate	210
<i>BIBLIOGRAFIE</i>	218
CAPITOLUL 4 βA 758 — DECODOR STEREO	219
4.1. Destinație	219
4.1.1. Principiul transmisiunii stereofonice	219
4.1.2. Semnalul stereo multiplex	220
4.2. Decodorul stereo βA 758	222
4.3. Schema electrică	225
4.3.1. Blocul de alimentare stabilizată.....	225
4.3.2. Amplificatorul de intrare.....	228
4.3.3. Detectorul sensibil la fază	229
4.3.4. Oscilatorul comandat în tensiune (<i>OCT</i>)	231
4.3.5. Divizoarele de frecvență	236
4.3.6. Detectorul de amplitudine	238
4.3.7. Comutatorul de mod mono-stereo	239
4.3.8. Decodorul stereo	241
4.4. Utilizarea și performanțele circuitului	244
4.4.1. Performanțele circuitului	245
4.4.2. Dependența performanțelor circuitului de ele- mentele schemei de aplicații	247
4.4.3. Măsurări la fabricant	248
4.4.4. Măsurări la utilizator	252
4.5. Alte circuite integrate	253
ANEXĂ — DIMENSIUNILE CAPSULELOR CIRCUITELOR INTEGRATE	256

CIRCUITE PLL

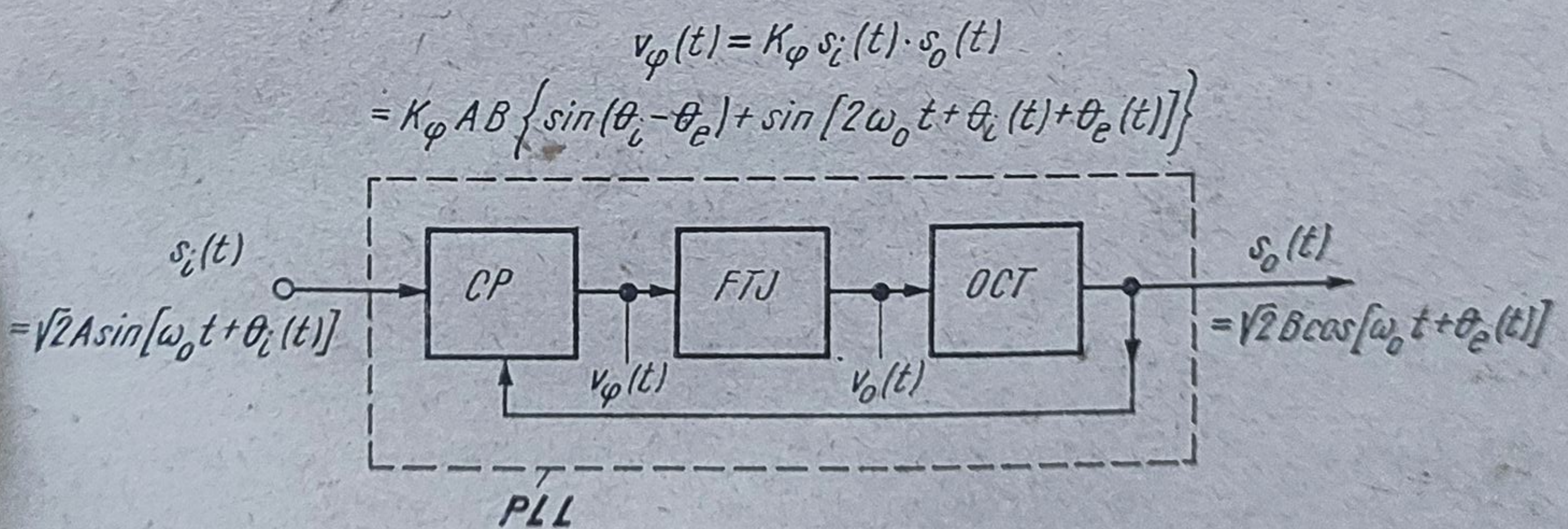
1.1. Introducere

Înainte de orice altă explicație sau comentariu, este necesar să se precizeze ce înseamnă literele *PLL* care se regăsesc în întreaga literatură tehnică. Aceste litere sînt inițialele cuvintelor în limba engleză „Phase-Locked Loop”, ceea ce tradus în românește înseamnă „Bucă cu calare de fază”.

În continuare, în tot acest text, se vor utiliza denumirile — toate semnificînd același lucru — de *circuit PLL*, *PLL*, *bucă*.

Ce face un circuit *PLL*? Pentru a răspunde la această întrebare referirea la figura 1.1 — unde se dă schema bloc generală a unui circuit *PLL* — este esențială.

Se observă că circuitul este compus dintr-un comparator de fază (*CP**), un oscilator comandat de tensiune (*OCT*) și un filtru trece jos (*FTJ*). Pe intrările *CP* se aplică semnalul sinusoidal de la intrarea circuitului $s_i(t)$ și semnalul $s_o(t)$ rezultat la ieșirea *OCT*. La ieșirea *CP* apare semnalul $v_\varphi(t)$



1.1. Schema de principiu a unui circuit *PLL*.

a cărui componentă de joasă frecvență este practic proporțională cu diferența de fază între $s_i(t)$ și $s_o(t)$. *FTJ* separă din $v_\varphi(t)$ numai componenta de joasă frecvență $v_o(t)$ și o lasă să treacă spre intrarea *OCT*.

* Se va nota *CP* și nu *CF* pentru a nu apare confuzii cu frecvența.

Pentru început, în explicarea modului de funcționare a unui circuit *PLL* se va presupune că frecvența semnalului de intrare $s_i(t)$ și frecvența semnalului $s_o(t)$ generat de *OCT* sînt foarte apropiate ca valoare. În aceste condiții la ieșirea *CP* apare un semnal care conține și o componentă de frecvență egală cu diferența frecvențelor semnalelor s_i și s_o , frecvență suficient de mică pentru ca această componentă să treacă prin *FTJ* și să comande *OCT*. Ca urmare *frecvența instantanee a OCT se modifică astfel încît frecvența semnalului s_o să devină egală cu frecvența semnalului s_i .*

Mai mult decît atît, la variații ale frecvenței semnalului de intrare, prin mecanismul de reacție descris anterior, care corectează permanent faza oscilatorului, *frecvența semnalului de ieșire urmărește (în medie) aceste variații.*

Se spune că circuitul *PLL* (sau de multe ori exprimat pe scurt „bucă”) **s-a prins**, deci există o calare a frecvenței semnalului de ieșire pe cea a semnalului de intrare.

Același fenomen de urmărire a frecvenței semnalului de intrare se petrece și în cazul în care apar variații ale frecvenței *OCT* produse de modificări dorite sau aleatoare ale parametrilor circuitului.

Deci, ca o concluzie generală, se poate spune că *circuitul PLL lucrează ca un sistem de control automat a fazei unui oscilator.*

Circuitele *PLL* constituie un element deosebit de util în foarte multe aplicații legate de sistemele de comunicații. În mod general toate aceste aplicații se pot grupa în două clase mari:

a) circuit *PLL* care funcționează ca demodulator, fiind utilizat pentru a urmări faza sau frecvența semnalului modulat aplicat la intrare;

b) circuit *PLL* în care semnalul *OCT* urmărește o purtătoare sau un semnal de sincronizare a căror frecvență poate varia în timp. Funcționarea sa este echivalentă în acest caz cu cea a unui filtru urmăritor de bandă îngustă.

Din punct de vedere istoric, ideea unei astfel de bucle de control automat a fazei unui oscilator a fost aplicată pentru prima dată în anul 1932 pentru recuperarea purtătoarei unui semnal *MA* în vederea unei detecții sincrone.

Realizarea de către *IPRS-BĂNEASA* a unor circuite *PLL* sub forma unui circuit integrat monolitic ($\beta E 565$, $\beta E 561$) — cipul conținînd în esență un oscilator sinfazabil cu semnalul aplicat la intrare — deschide multe perspective de aplicații, deoarece aceste cipuri constituie o soluție bună și ieftină, competitivă cu cele mai multe realizări discrete de circuite *PLL*.

*

Spre deosebire de celelalte capitole ale acestui volum, capitolul de față — după cum arată și o consultare rapidă a cuprinsului — este mai extins. Acest lucru a fost determinat de situația particulară a circuitelor *PLL*, care sînt în general mai puțin cunoscute ca *principiu de funcționare și mod de aplicație*.

De aceea, în partea inițială a capitolului se dă o descriere generală a funcționării și proiectării circuitelor PLL, după care într-o a doua parte se analizează circuitele PLL integrate $\beta E 565$ și $\beta E 561$ și aplicațiile lor.

1.2. Funcționarea circuitului PLL

1.2.1. Descrierea blocurilor componente ale unui circuit PLL

După cum s-a arătat în introducerea la acest capitol, orice circuit PLL conține un oscilator comandat în tensiune (OCT) un comparator de fază (CP) și un filtru trece jos (FTJ).

Intrarea în circuitul PLL coincide cu una din intrările CP, iar ieșirea — în funcție de utilizarea dată — coincide cu ieșirea FTJ sau OCT.

Oscilatorul comandat în tensiune generează o frecvență instantanee ω , dată de relația

$$\omega_e = \omega_0 + K_o v_o, \quad (1.1)$$

unde ω_0 este frecvența liberă a OCT, v_o tensiunea de comandă, iar K_o sensibilitatea (definită ca $\Delta\omega_e/\Delta v_o$ a OCT).

Prin *frecvența liberă* a OCT se înțelege frecvența generată fără semnal aplicat la intrarea OCT ($v_o = 0$). Trebuie remarcat că, de obicei, din motive constructive care țin de detaliile de realizare a OCT în cazul $v_o = 0$, la intrarea OCT există o tensiune continuă.

În analiza comportării circuitului PLL se va considera că relația 1.1 este valabilă pentru orice valoare a tensiunii v_o . În realitate relația 1.1 este valabilă doar pentru un domeniu limitat de valori ale tensiunii $v_o(t)$.

Comparatorul de fază este un circuit care furnizează la ieșire un semnal v_ϕ dependent de diferența de fază ($\Phi = \theta_i - \theta_e$) dintre semnalele aplicate celor două intrări ale CP.

În cazul *ideal* semnalul v_ϕ este direct proporțional (prin intermediul sensibilității K_ϕ) cu diferența de fază:

$$v_\phi = K_\phi(\theta_i - \theta_e) = K_\phi \Phi \quad (1.2)$$

unde s-a notat pentru comoditate $\Phi = \theta_i - \theta_e^*$.

* Trebuie observat (vezi figura 1.1) că semnalul $s_i(t)$ este scris cu sin, iar semnalul $s_o(t)$ cu cos. În acest sens diferența de fază nu este de fapt $\theta_i - \theta_e$, ci $\theta_i - \theta_e + \pi/2$. Însă, pentru comoditate, în toată tratarea care urmează, prin diferență de fază se va înțelege mărimea $\Phi = \theta_i - \theta_e$. Rezultă că, pentru o buclă care s-a prins $\Phi = 0$, deci între semnalul de la ieșirea OCT și semnalul de la intrarea buclei există un defazaj de 90° .

Tehnic însă nu sînt realizabile decît dependențe de forma:

$$v_\varphi = K_\varphi AB \sin \Phi; \quad (1.3)$$

$$v_\varphi = \begin{cases} K'_\varphi[\Phi - 2n\pi] \text{ pentru } \frac{2n-1}{2}\pi \leq \Phi \leq \frac{2n+1}{2}\pi \\ K'_\varphi[(n+1)\pi - \Phi] \text{ pentru } \frac{2n+1}{2}\pi \leq \Phi \leq \frac{2n+3}{2}\pi \end{cases} \quad (1.4)$$

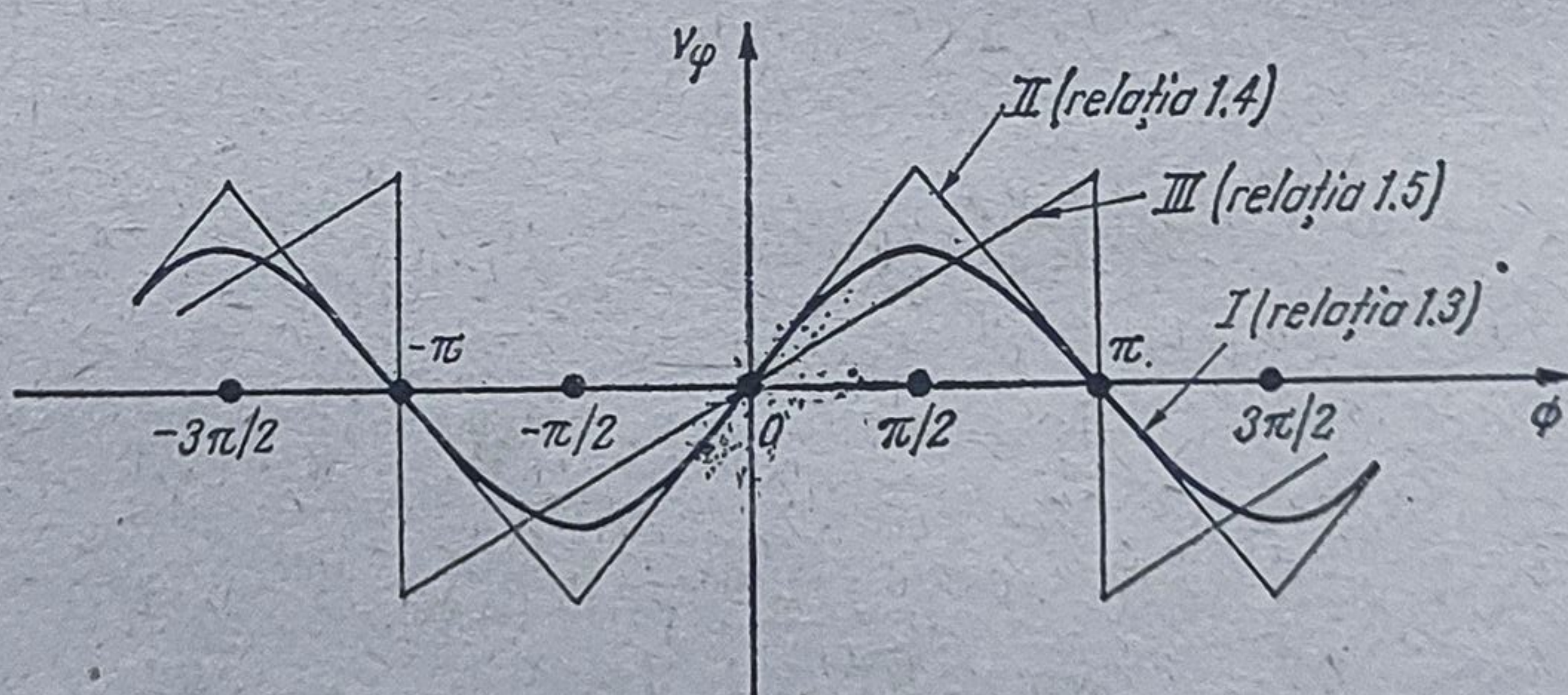
$$v_\varphi = K''_\varphi[\Phi - 2n\pi] \text{ pentru } (2n-1)\pi \leq \Phi \leq (2n+1)\pi \quad (1.5)$$

În relațiile de mai sus K_φ este sensibilitatea CP, iar n un număr întreg. Dependențele date de relațiile 1.3, 1.4, 1.5 sînt reprezentate grafic în figura 1.2 prin curbele I, II respectiv III.

Caracteristica $v_\varphi(\Phi)$ cea mai des utilizată și întîlnită în circuitele PLL, este cea *sinusoidală* (relația 1.3). Această caracteristică se obține — pentru cazul în care ambele semnale sînt sinusoidale — cu ajutorul unui circuit care realizează produsul celor două semnale.

În afara componentei proporționale cu $\sin \Phi$ (care constituie termenul util) apar și componente cu spectrul centrat pe frecvența $2f_0$ — componente care constituie un termen perturbator. Acest termen perturbator trebuie să fie puternic atenuat de FTJ pentru ca efectul său asupra OCT să poată fi neglijat.

Caracteristica *triunghiulară* (relația 1.4) se poate obține în cazul în care semnalele aplicate circuitului multiplicator sînt de formă dreptunghiulară. Forma dreptunghiulară se poate realiza cu bună aproximație limitînd puternic semnalele sinusoidale.

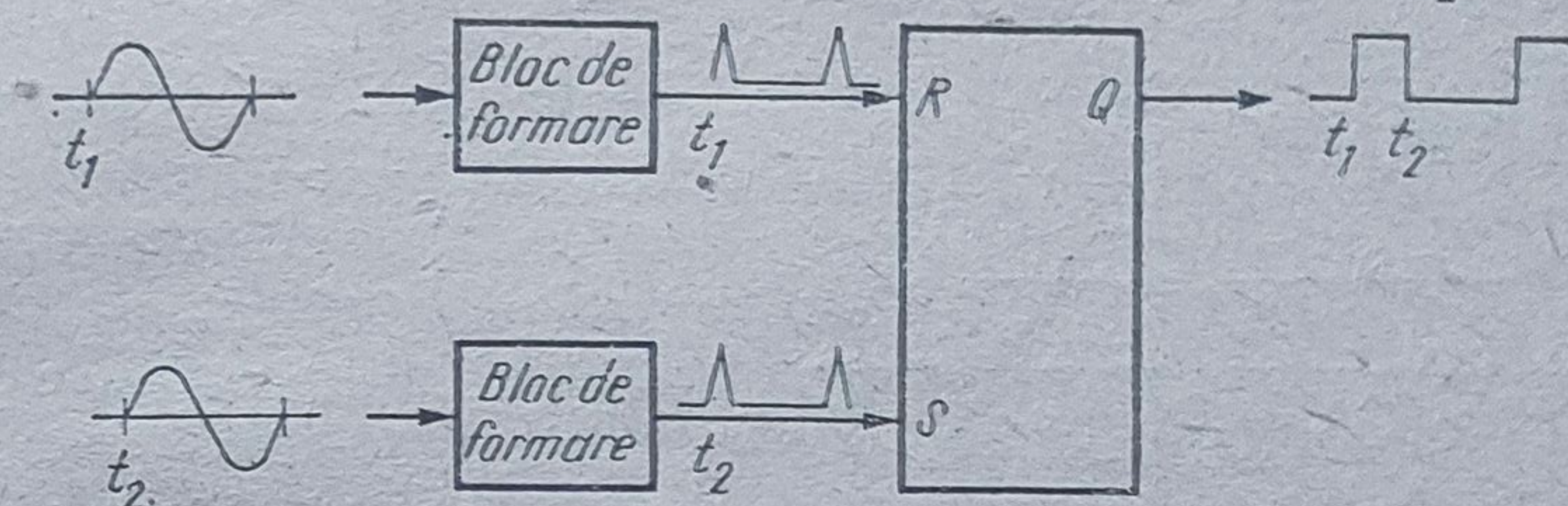


1.2. Dependențe tehnic realizabile între semnalul v_φ de la ieșirea comparatorului de fază CP) și diferența de fază Φ .

Caracteristica *în dinte de fierăstrău* (relația 1.5) se obține, de exemplu, pentru un CP realizat după schema din figura 1.3. Se observă că acest CP este constituit dintr-un circuit basculant bistabil care este comandat pe intrările de forțare R, S cu impulsuri foarte înguste corespunzătoare momentelor trecerii prin zero în sens pozitiv ale semnalelor sinusoidale. Datorită acțio-

nării pe intrările R , S , la ieșirea Q se obțin impulsuri a căror factor de umplere depinde de Φ , deci o componentă medie proporțională cu defazajul semnalelor de la intrări.

Filtrul trece jos. Pentru o mai ușoară înțelegere a funcționării unui circuit PLL se va presupune că *FTJ* elimină complet componentele perturbatoare,



1.3. Comparator de fază realizat cu un circuit basculant bistabil.

dar lasă neschimbat semnalul util. Ca urmare, semnalul de la ieșirea *FTJ* va avea una din formele corespunzătoare relațiilor 1.3, 1.4, 1.5.

1.2.2. Ecuația de funcționare a unui circuit PLL

Pentru a urmări funcționarea unui circuit PLL se va presupune că la intrare se aplică un semnal cu o frecvență ω_i care diferă de frecvența liberă ω_0 a OCT, cu $\Delta\omega$:

$$\omega_i = \omega_0 + \Delta\omega_i \quad (1.6)$$

În cele ce urmează se vor justifica și determina condițiile în care circuitul PLL se *prinde* iar apoi în care *urmărește* frecvența ω_i a semnalului de la intrare.

Se va presupune, în conformitate cu situația tipică întâlnită în multe circuite PLL că CP are o caracteristică de tip sinusoidal (relația 1.4). Cu această presupunere relația 1.1 devine:

$$\omega_e = \omega_0 + K_o K_\phi AB \sin \Phi. \quad (1.7)$$

Faza semnalului la ieșirea OCT (vezi figura 1.1) are expresia $\omega_0 t + \theta_e(t)$. Frecvența instantanee ω_e a OCT este dată de derivata în raport cu timpul a acestei faze. Prin urmare

$$\omega_e = \omega_0 + \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_0 + K_o K_\phi AB \sin \Phi. \quad (1.8)$$

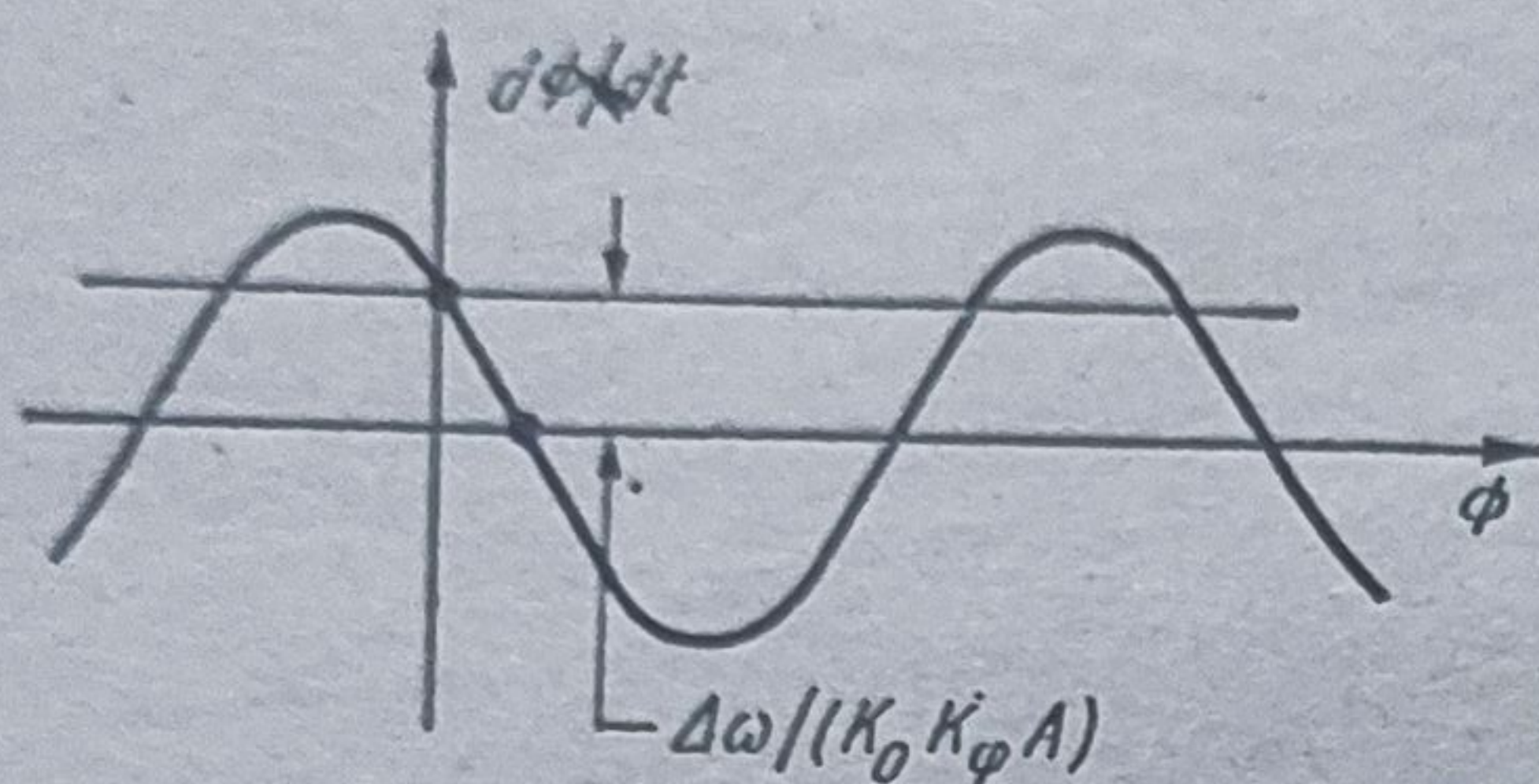
Faza semnalului aplicat la intrare (vezi figura 1.1) are expresia $\omega_0 t + \theta_i(t)$. Derivata acestei faze în raport cu timpul este frecvența instantanee ω_i a semnalului de la intrare:

$$\omega_i = \omega_0 + \frac{d\theta_i}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega. \quad (1.9)$$

Scăzînd din relația 1.9 relația 1.8, se obține

$$\frac{d\theta_i}{dt} - \frac{d\theta_o}{dt} = \frac{d\Phi}{dt} = \Delta\omega - K_o K_\phi AB \sin \Phi. \quad (1.10)$$

Reprezentarea grafică a acestei relații este dată în figura 1.4.



1.4 Reprezentarea grafică a relației 1.10.

Ecuția 1.10 constituie un rezultat deosebit de important: această ecuație descrie și permite determinarea și caracterizarea evoluției circuitului PLL.

1.2.3. Banda de captură. Banda de urmărire

Din relațiile 1.8 și 1.9 rezultă că atunci cînd frecvența instantanee ω_i a OCT este egală cu cea a semnalului de la intrare ω_o , derivata diferenței de fază Φ este nulă.

Condiția $d\Phi/dt = 0$ implică, conform relației 1.10 egalitatea

$$\sin \Phi = \Delta\omega / (K_o K_\phi AB). \quad (1.11)$$

Acum se pot defini două mărimi deosebit de importante pentru caracterizarea și funcționarea unui circuit PLL, banda de urmărire și banda de captură.

Banda de urmărire (B_u) sau banda de reținere se definește ca fiind valoarea maximă a diferenței de frecvență $\Delta\omega$ pentru care se mai poate realiza egalitatea $\omega_i = \omega_o$. Din relația 1.11 se obține imediat

$$B_u = \Delta\omega_{max} = K_o K_\phi AB. \quad (1.12)$$

Banda de captură (B_c) sau de prindere se definește ca fiind valoarea maximă a diferenței de frecvență $\Delta\omega$ pentru care se poate ajunge la îndeplinirea egalității $\omega_i = \omega_o$, indiferent de modul în care are loc stabilirea acestei diferențe.

Deși cele două mărimi par identice, diferența între ele este majoră: banda de urmărire se referă la capacitatea unui circuit PLL care s-a prins deja, de a urmări variațiile de frecvență ale semnalului de la intrare, iar banda de captură la capacitatea de a se prinde pe o frecvență dată.

La o analiză grăbită s-ar părea că de exemplu o diferență $\Delta\omega < B_u$ asigură întotdeauna automat și prinderea și deci, implicit $B_c = B_u$.

Că lucrurile nu stau așa, se poate vedea din considerarea următorului exemplu, în care se va presupune că FTJ modifică și componenta utilă a

semnalului aplicat la intrarea sa. Se va arăta că în acest caz este posibil ca și după un timp infinit să nu fie îndeplinită egalitatea $\omega_i = \omega_e$ deși $\Delta\omega$ este mai mic ca B_u .

Fie FTJ ideal, avînd frecvența de tăiere $B_u/2$. Se va presupune $\Delta\omega = 3B_u/4$. De asemenea, se mai presupune că în momentul aplicării semnalului de intrare, ieșirea FTJ nu este legată la intrarea OCT. Ca urmare

$$\Phi = (\Delta\omega) t,$$

iar

$$v_\Phi = K_\Phi AB \sin (\Delta\omega) t = K_\Phi AB \sin (3B_u/4)t.$$

Deoarece semnalul v_Φ are o frecvență mai mare decît frecvența de tăiere a FTJ (ideal) la ieșirea acestuia nu se va obține nici un semnal $v_o = 0$. Ca urmare, realizarea legăturii între FTJ și OCT nu va schimba cu nimic situația, între ω_i și ω_e rămînînd diferența inițială și evident deși $\Delta\omega < B_u$, circuitul nu se prinde.

Acest exemplu lasă să se întrevadă influența hotărîtoare pe care o poate avea FTJ asupra valorii benzii de captură.

Pentru o mai bună înțelegere a noțiunilor de bandă de urmărire și bandă de captură se vor descrie în continuare două experiențe care permit determinarea valorilor B_u și B_e .

În primul experiment se presupune că se aplică la intrarea circuitului PLL un semnal avînd frecvența și faza egală cu frecvența liberă și faza OCT. Evident, condiția $\omega_e = \omega_i$ este îndeplinită și la ieșirea din CP nu va apare decît termenul perturbator pe care îl elimină FTJ. Se dă în continuare o variație foarte lentă (teoretic infinit lentă) frecvenței ω_i a semnalului de la intrare. Egalitatea $\omega_e = \omega_i$ va fi menținută atît timp cît va fi îndeplinită inegalitatea

$$|\omega_i - \omega_0| \leq B_u. \quad (1.13)$$

Banda de urmărire se determină imediat, prin observarea momentului la care $\omega_e \neq \omega_i$.

În al doilea experiment la intrarea PLL se aplică un semnal a cărui frecvență satisface condiția

$$|\omega_i - \omega_0| > B_u.$$

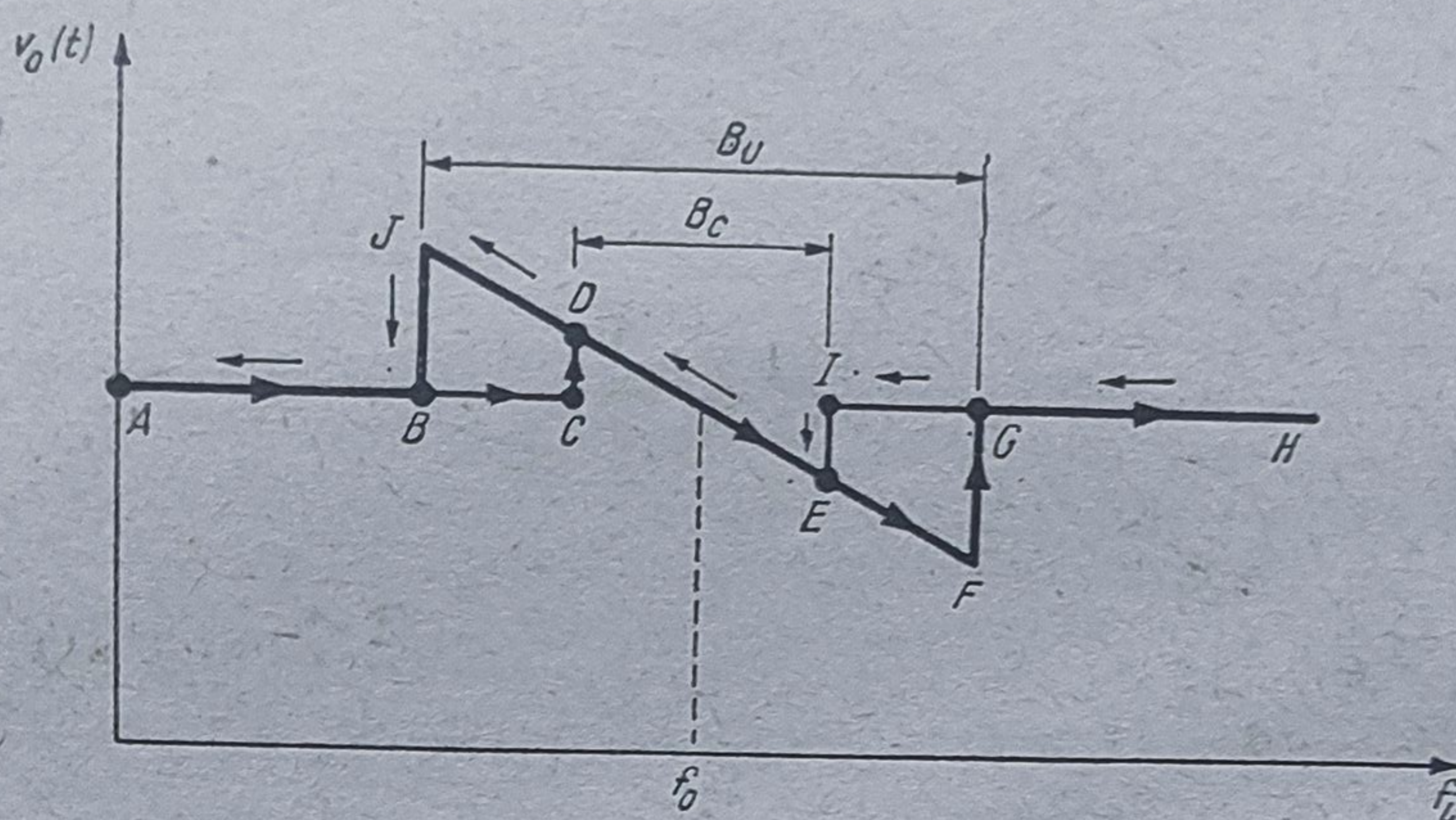
Evident, în acest caz nu se poate ajunge la îndeplinirea egalității $\omega_e = \omega_i$. După un timp — suficient de lung pentru ca regimul tranzitoriu să se stingă — se variază foarte lent (teoretic infinit lent) în sensul reducerii mărimii $|\omega_i - \omega_0|$ frecvența semnalului de la intrare. În momentul în care se realizează egalitatea

$$|\omega_i - \omega_0| = B_e$$

are loc un proces tranzitoriu în urma căruia se îndeplinește condiția $\omega_e = \omega_i$. Banda de prindere rezultă imediat prin observarea momentului la care $\omega_e = \omega_i$.

Observație: Faptul că mărimile B_u și B_c deduse prin aceste măsurători corespund definițiilor date anterior este dovedit experimental, rezolvarea în cazul general a ecuațiilor care descriu comportarea unui circuit PLL nefiind posibilă.

Rezultatele celor două experimente se pot grupa într-o descriere globală ca în figura 1.5. Dacă se modifică frecvența f_i a semnalului de la intrare



1.5 Variația semnalului de eroare $v_o(t)$ în funcție de frecvența f_i a semnalului de la intrare

de la zero la infinit, semnalul de eroare v_o descrie curba $ABCD O E F G H$; dacă f_i variază de la infinit la zero, v_o descrie curba $H G I E O D J B A$.

Atît timp cît v_o se află pe dreapta $J D O E F$ bucla este prinsă și deci frecvența semnalului de ieșire este egală cu frecvența semnalului de intrare.

Variația lui f_i între punctele D și E constituie *banda de captură*, iar variația între punctele J și F *banda de urmărire*.

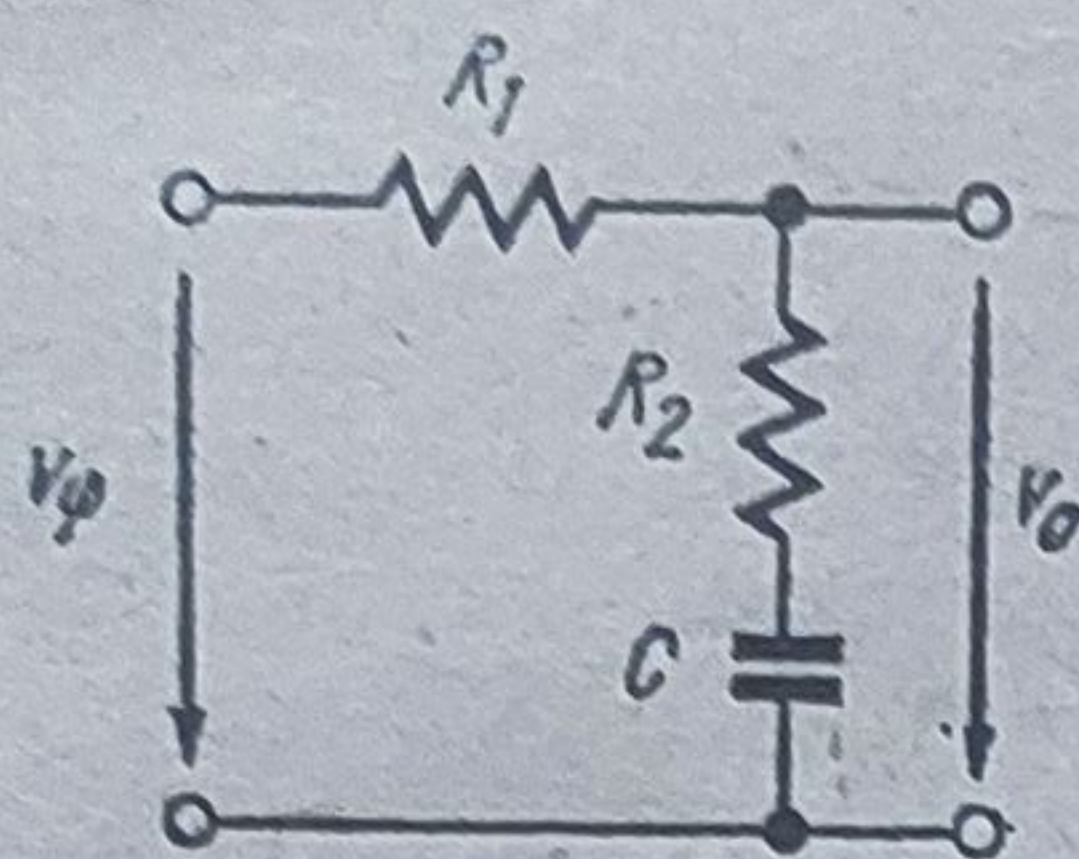
Curba din figura 1.5 se poate obține pe ecranul unui oscilograf aplicînd circuitului PLL un semnal $s_i(t)$ de frecvență liniar variabilă (dar cu o viteză de variație suficient de scăzută) care să depășească domeniul de frecvență ocupat de B_u .

Relația între benzile de urmărire și de captură. După cum s-a menționat anterior, rezolvarea ecuațiilor care descriu funcționarea unui circuit PLL nefiind în general posibilă, nu se poate pune în evidență o relație analitică generală care să dea legătura dintre B_u și B_c , chiar în cazul în care structura FTJ este precizată. Pentru analiza și proiectarea unui circuit PLL se utilizează grafice determinate prin calcul numeric.

În continuare se va analiza cazul — practic, foarte răspîndit — în care structura FTJ este cea din figura 1.6. Se va presupune $\theta_i = (\Delta\omega)t$.

În acest caz, sistemul de ecuații diferențiale care descrie comportarea buclei este:

$$\begin{aligned} v_{\varphi} &= K_{\varphi} A B \sin \Phi, \\ v_{\varphi} &= R_1 i + \frac{1}{C} \int i dt + R_2 i. \end{aligned} \quad (1.14)$$



1.6 Circuitul cel mai frecvent utilizat pentru FTJ

$$\Delta\omega = K_o K_{\varphi} = \frac{d\Phi}{dt},$$

$$v_{\varphi} = R_1 i + v_o.$$

Condițiile inițiale sînt:

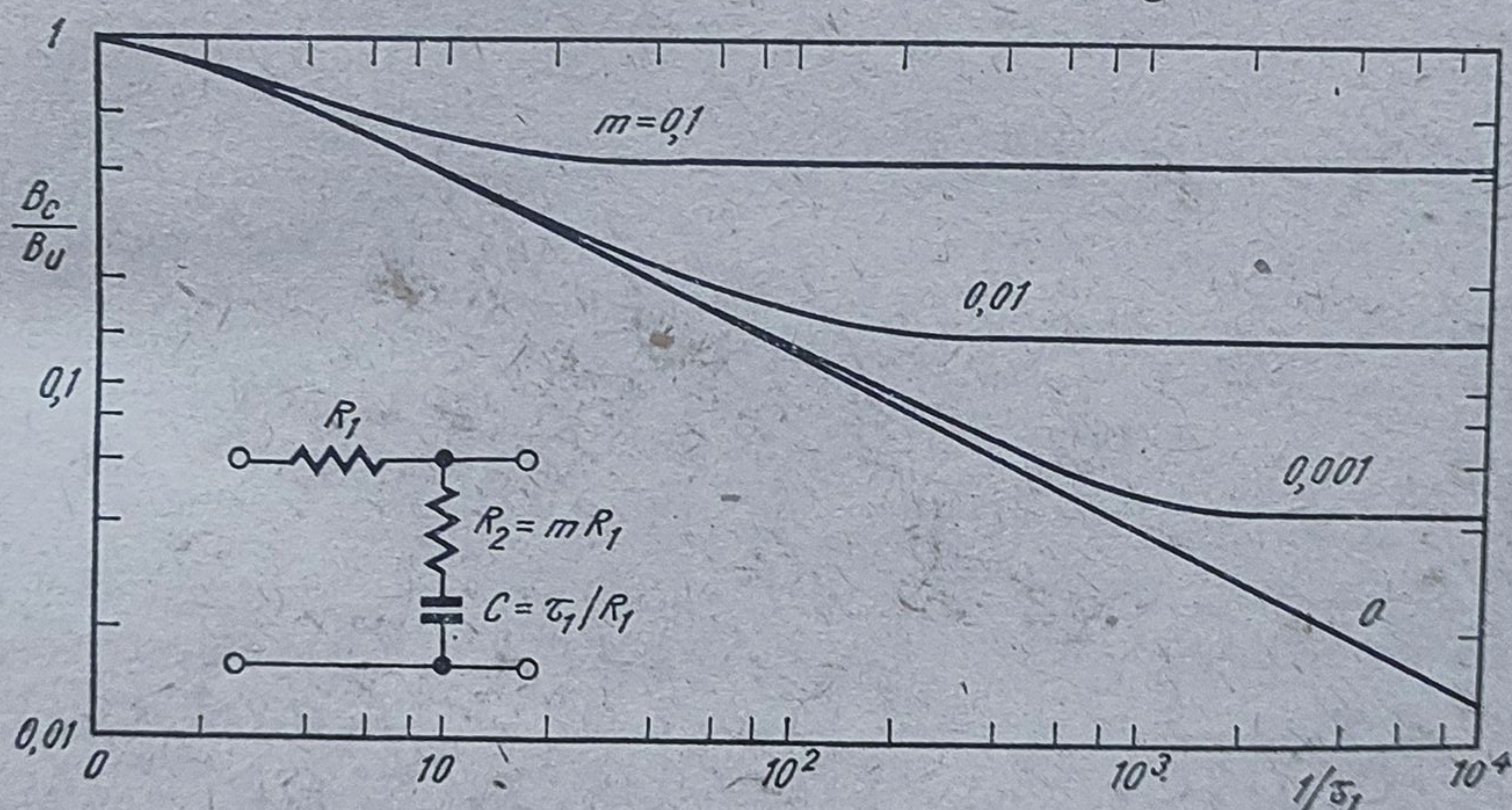
$$\Phi(0) = 0$$

$$v_o(0) = 0.$$

(1.15)

Soluționarea acestui sistem de ecuații diferențiale neliniare cu ajutorul calculatorului numeric a permis determinarea raportului B_u/B_c în funcție de constanta de timp $\tau_1 = R_1 C$ și raportul $m = R_2/R_1$.

Rezultatul¹ este dat sub formă de grafică în figura 1.7.



1.7 Dependența raportului B_u/B_c în funcție de constanta de timp τ_1 și raportul $m = R_2/R_1$.

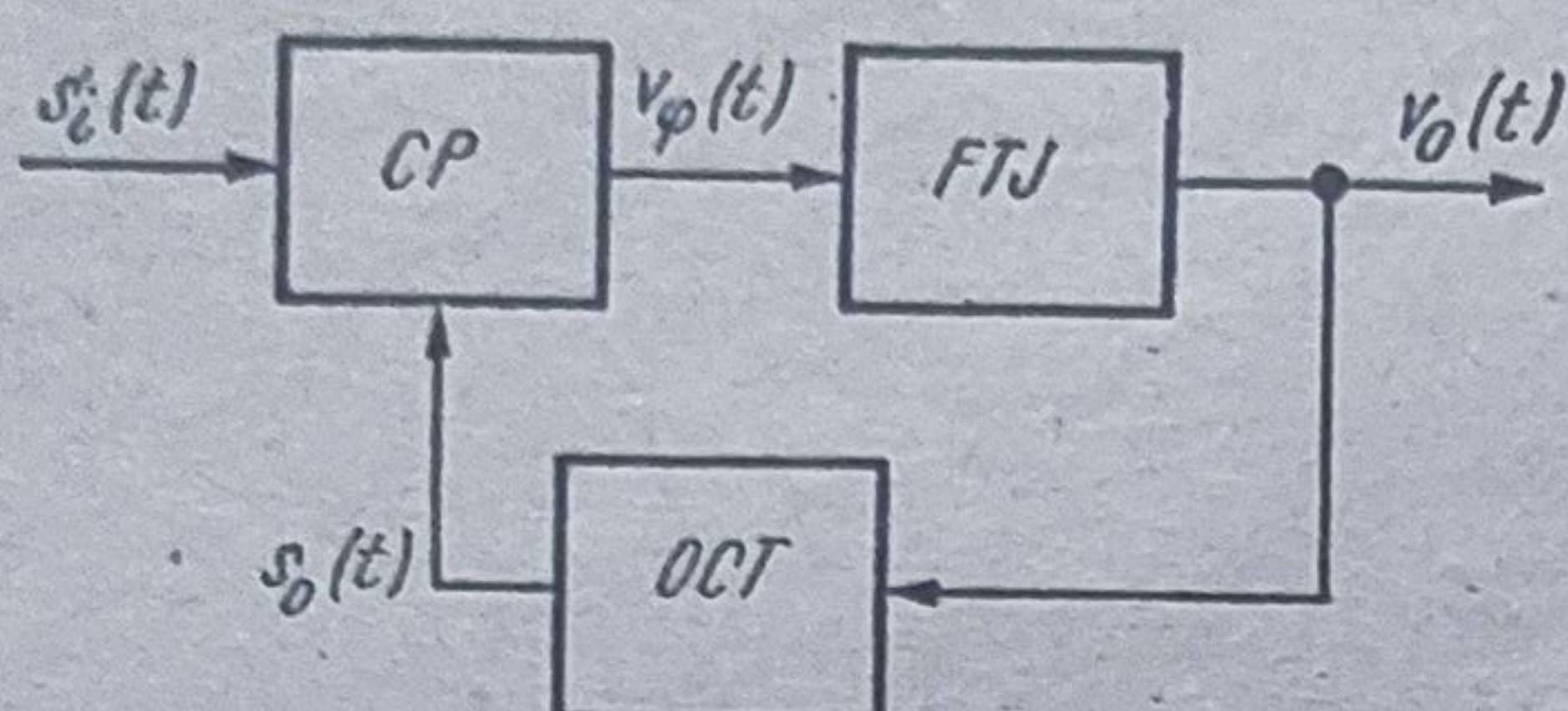
1.2.4. Schema echivalentă de joasă frecvență (SEJF)

Mărimile de interes în analiza funcționării unui circuit PLL sînt semnalul de eroare $v_o(t)$ și faza semnalului de la ieșire $\theta_o(t)$, și dependența lor de faza semnalului de la intrare $\theta_i(t)$ și de zgomotul $n(t)$ * prezent în mod inerent la intrare.

* n este o notație consacrată pentru zgomot; vine de la prima literă a cuvîntului englezesc *noise* — zgomot.

O simplificare importantă a analizei funcționării *PLL* este posibilă prin determinarea unei *scheme echivalente de joasă frecvență*. Pentru aceasta se consideră schema bloc din figura 1.8.

Se va presupune că semnalul de intrare este de forma



$$s_i(t) = \sqrt{2}A \sin [\omega_0 t + \theta_i(t)] + n(t), \quad (1.16)$$

unde $n(t)$ este un zgomot gaussian² de bandă îngustă (provine de exemplu prin trecerea unui zgomot alb printr-un filtru trece bandă ideal)* care poate fi pus sub forma³:

$$n(t) = \sqrt{2} [n_1(t) \cos \omega_0 t - n_2(t) \sin \omega_0 t]. \quad (1.17)$$

Semnalul dat de *OCT* este

$$s_o(t) = \sqrt{2}B \cos [\omega_0 t + \theta_e(t)]. \quad (1.18)$$

De asemenea, se va presupune că semnalul de la ieșirea *CP* este de forma:

$$v_\phi(t) = K_\phi s_i(t) s_o(t) \quad (1.19)$$

(*CP* funcționează ca multiplicator).

Ținând seama de expresiile lui $s_i(t)$ și $s_o(t)$ date în relațiile 1.16, 1.17, 1.18, se obține înlocuind în 1.19:

$$\begin{aligned} v_\phi(t) = & K_\phi AB \sin (\theta_i - \theta_e) + K_\phi AB \sin (2\omega_0 t + \theta_i + \theta_e) + \\ & + K_\phi B n_1(t) \cos \theta_e + K_\phi B n_2(t) \sin \theta_e + \\ & + K_\phi B n_1(t) \cos (2\omega_0 t + \theta_e) - K_\phi B n_2(t) \sin (2\omega_0 t + \theta_e). \end{aligned} \quad (1.20)$$

Termenii al căror spectru se află în jurul pulsației $2\omega_0$ sînt eliminați de *FTJ*. De aceea, se poate considera că:

$$v_\phi(t) \cong K_D A \sin (\theta_i - \theta_e) + K_D n_1(t) \cos \theta_e + K_D n_2(t) \sin \theta_e \quad (1.21)$$

unde s-a notat

$$K_\phi B = K_D.$$

Urmărind figura 1.8 se observă că se poate scrie următoarea relație:

$$v_o(t) = \int_{-\infty}^t v_\phi(\tau) h(t - \tau) d\tau, \quad (1.22)$$

în care $h(t)$ este răspunsul indicial al *FTJ*.

Din relația 1.1 și figura 1.8 rezultă

$$\omega_e = \omega_0 + K_o v_o(t). \quad (1.23)$$

* În foarte multe aplicații circuitul *PLL* este precedat de un filtru trece bandă.

Dacă se ține seama că ω_e este derivata în raport cu timpul a fazei semnalului $s_o(t)$ dat de OCT rezultă

$$\theta_e(t) = K_o \int_{-\infty}^t v_o(\tau) d\tau. \quad (1.24)$$

Dependența căutată între $v_o(t)$, $\theta_e(t)$ și $\theta_i(t)$, $n(t)$ este dată de relațiile 1.21, 1.22, 1.24.

Aceste relații descriu și schema echivalentă din figura 1.9 în care s-a notat cu n' expresia:

$$n'(t) = n_1(t) \cos \theta_e(t) + n_2(t) \sin \theta_e(t). \quad (1.25)$$

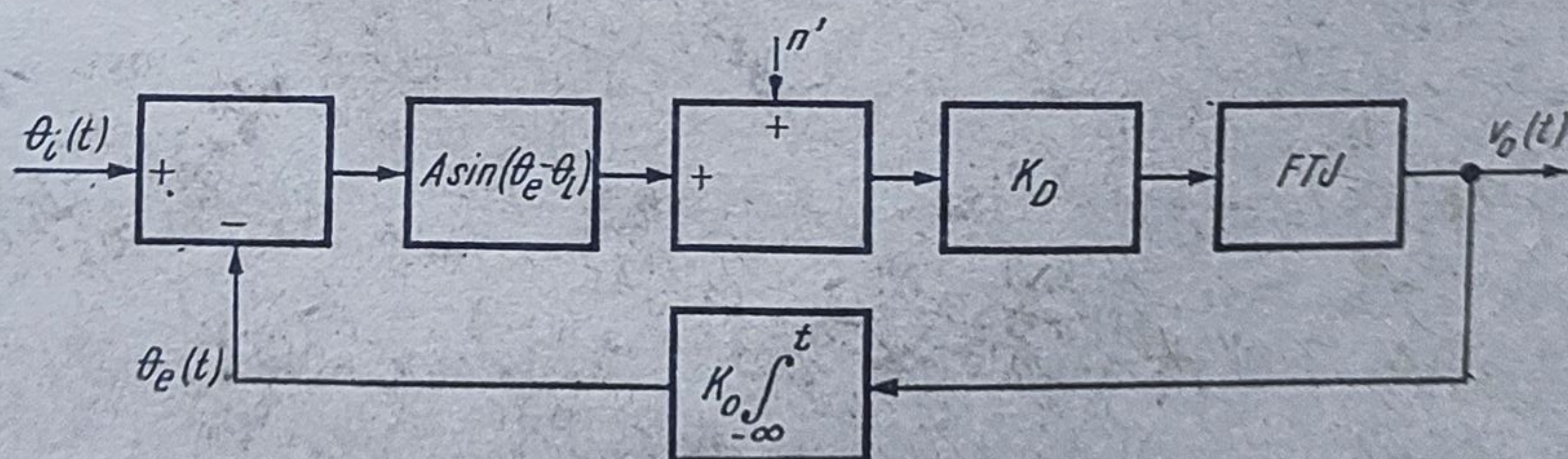
Relativ la zgomotul $n'(t)$ trebuie menționat că în cazul în care banda filtrului trece bandă care se află de obicei înaintea circuitului PLL este mai largă ca banda circuitului, $n'(t)$ poate fi asimilat⁴ cu un zgomot alb gaussian, avînd aceeași densitate spectrală de putere cu zgomotul $n(t)$.

Deoarece toate mărimile care intervin în schema din figura 1.9 $\theta_i(t)$, $\theta_e(t)$, $v_o(t)$ sînt *lent variabile în raport cu* $\sin \omega_0 t$, această schemă se numește *schemă echivalentă de joasă frecvență (SEJF)*. Se observă că în schemă există un bloc neliniar care realizează sinusul mărimii de intrare; de aceea numele complet al schemei echivalente este *SEJF neliniară*.

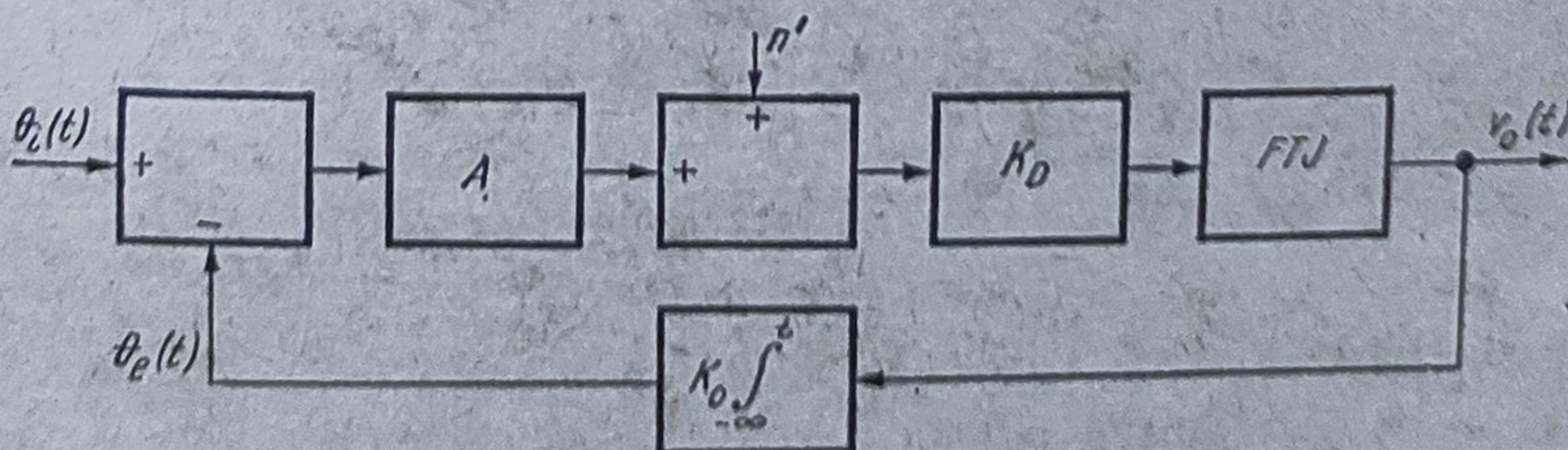
O simplificare majoră în tratarea funcționării unui circuit PLL se poate realiza dacă faza Φ are o valoare suficient de mică, astfel încît să fie posibilă aproximația

$$\sin \Phi \approx \Phi. \quad (1.26)$$

Cu această aproximație SEJF devine cea dată în figura 1.10, schemă care poartă denumirea de *SEJF liniară*.



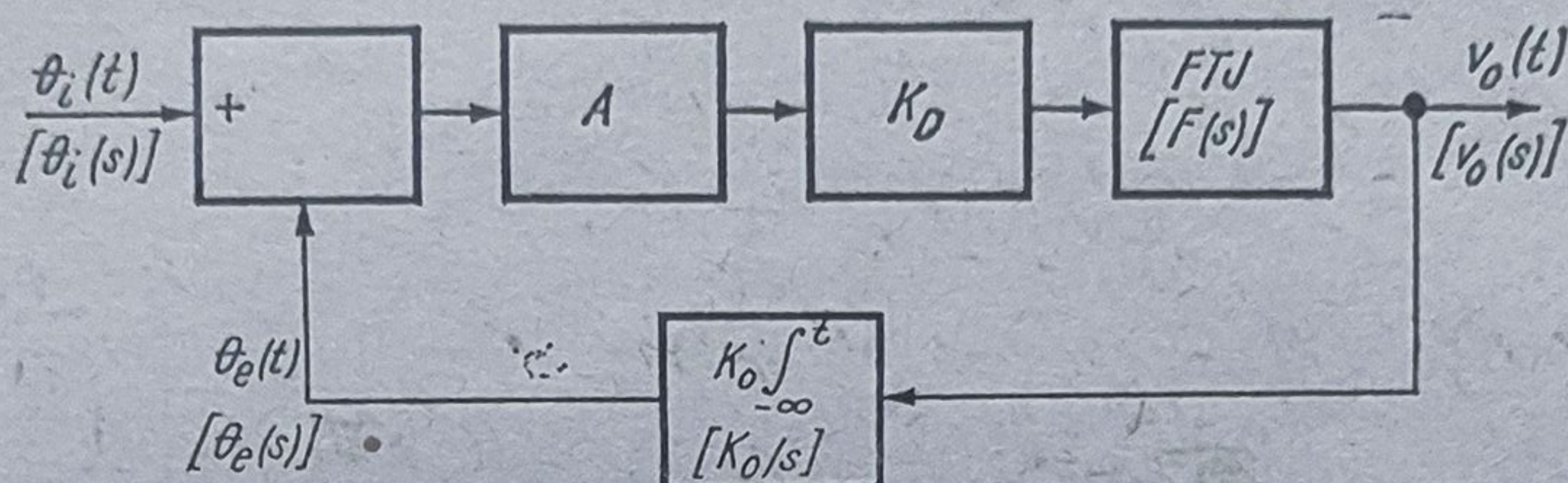
1.9 Schema echivalentă de joasă frecvență (SEJF), a unui circuit PLL.



1.10 SEJF liniară.

1.2.5. Regimul staționar și tranzitoriu al unui circuit PLL în absența zgomotului

În acest paragraf comportarea staționară și tranzitorie a unui circuit PLL va fi analizată utilizând SEJF liniară și presupunând în mod suplimentar absența zgomotului (schema echivalentă corespunzătoare este dată în figura 1.11).



1.11 SEJF liniară în absența zgomotului.

Efectele determinate de zgomot se vor discuta separat (vezi § 1.2.7).

Comportarea staționară

Problema de interes esențial pentru analiza și proiectarea buclei este *determinarea erorii staționare de fază care rezultă pentru o variație dată a fazei sau a frecvenței semnalului de la intrare.*

Această eroare de fază se poate determina dacă se cunoaște funcția de transfer

$$H(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)},$$

unde $\theta_e(s)$ și $\theta_i(s)$ sînt imaginile rezultate prin transformarea Laplace a mărimilor $\theta_e(t)$ și respectiv $\theta_i(t)$.

Funcția de transfer a buclei deschise (cu reacția întreruptă) este $T(s)$, dată de relația

$$T(s) = AK_D K_o F(s)/s, \quad (1.27)$$

unde s-a notat $F(s)$ funcția de transfer al FTJ. În această relație apare $1/s$ deoarece faza la ieșirea OCT este proporțională cu integrala tensiunii de comandă — v_o (vezi figura 1.11).

Funcția de transfer $H(s)$ a buclei cu reacția conectată este dată de:

$$H(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{K_D K_o A F(s)}{s + K_D K_o A F(s)}, \quad (1.28)$$

iar eroarea de fază va fi

$$\frac{\theta_i(s) - \theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s}{s + K_D K_o A F(s)}, \quad (1.29)$$

Aplicînd teorema valorii finale se obține:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\theta_i(t) - \theta_e(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 \theta_i(s)}{s + K_o K_D A F(s)}. \quad (1.30)$$

Rezultă concluzia importantă: comportarea staționară va depinde de particularitățile semnalului de la intrare.

● Dacă la intrare se aplică un *salt treaptă de fază* de mărime $\Delta\theta$, imaginea sa $\theta_i(s)$ este

$$\theta_i(s) = \frac{\Delta\theta}{s}, \quad (1.31)$$

iar eroarea de fază pentru $t \rightarrow \infty$ va fi dată de:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\theta_i(t) - \theta_e(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \Delta\theta}{s + K_o K_D A F(s)}. \quad (1.32)$$

Deci bucla corectează abaterile de fază, eroarea staționară a fazei fiind nulă. Acest lucru era de altfel de așteptat deoarece bucla se comportă ca un sistem de ordinul 1 față de variațiile de fază — deci cu eroare staționară zero.

● Dacă la intrare se aplică un *salt treaptă de frecvență* de mărime $\Delta\omega$, imaginea sa $\theta_i(s)$ este

$$\theta_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}, \quad (1.33)$$

iar eroarea de fază pentru $t \rightarrow \infty$ rezultă:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\theta_i(t) - \theta_e(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{s + K_o K_D A F(s)} = \frac{\Delta\omega}{K_o K_D A F(0)}. \quad (1.34)$$

Se obține o eroare staționară a fazei care depinde de mărimea saltului de frecvență, de *cîștigul static al buclei* $K_o K_D F(0)$ și de amplitudinea A a semnalului de la intrare. Trebuie observat că orice mărire a cîștigului static al buclei (de exemplu prin introducerea unui amplificator între CP și OCT) va determina o micșorare a erorii staționare de fază obținută la un salt de frecvență. Totuși o creștere prea mare a cîștigului static nu va fi în general posibilă, deoarece apar probleme legate de stabilitatea buclei.

Observație: Amplitudinea A a semnalului de la intrare influențează parametrii buclei (banda, banda de zgomot, stabilitate etc.). În tratarea circuitelor PLL integrate nu apare această influență deoarece se presupune că semnalul de la intrare este mai mare ca pragul de la care începe să limiteze CP .

Comportarea dinamică

A. Dacă, m ai înainte, la analiza comportării staționare s-au putut extrage concluzii generale fără a fi interesați de structura particulară a filtrului trece jos, determinarea parametrilor care caracterizează comportarea dinamică impune *explicitarea structurii FTJ* — deci și a funcției sale de transfer.

Dacă *FTJ* are o bandă foarte mare se poate considera că

$$F(s) = F_0 = 1 \quad (1.35)$$

și corespunzător (vezi relația 1.28).

$$H(s) = H_0 = \frac{1}{1 + \frac{s}{K_A}}, \quad (1.36)$$

unde s-a notat

$$K_A = K_D K_o A. \quad (1.37)$$

Rezultă că în acest caz funcția de transfer a circuitului *PLL* este similară cu cea a unui circuit *RC* cu constanta de timp $1/K_A$, dependentă de amplitudinea semnalului aplicat.

Des utilizate practic sînt schemele de *FTJ* indicate în figura 1.12 (pentru a avea o imagine globală în figura 1.12.b s-a reprodus o schemă deja indicată în figura 1.6).

Pentru filtrul din figura 1.12.a funcția de transfer este:

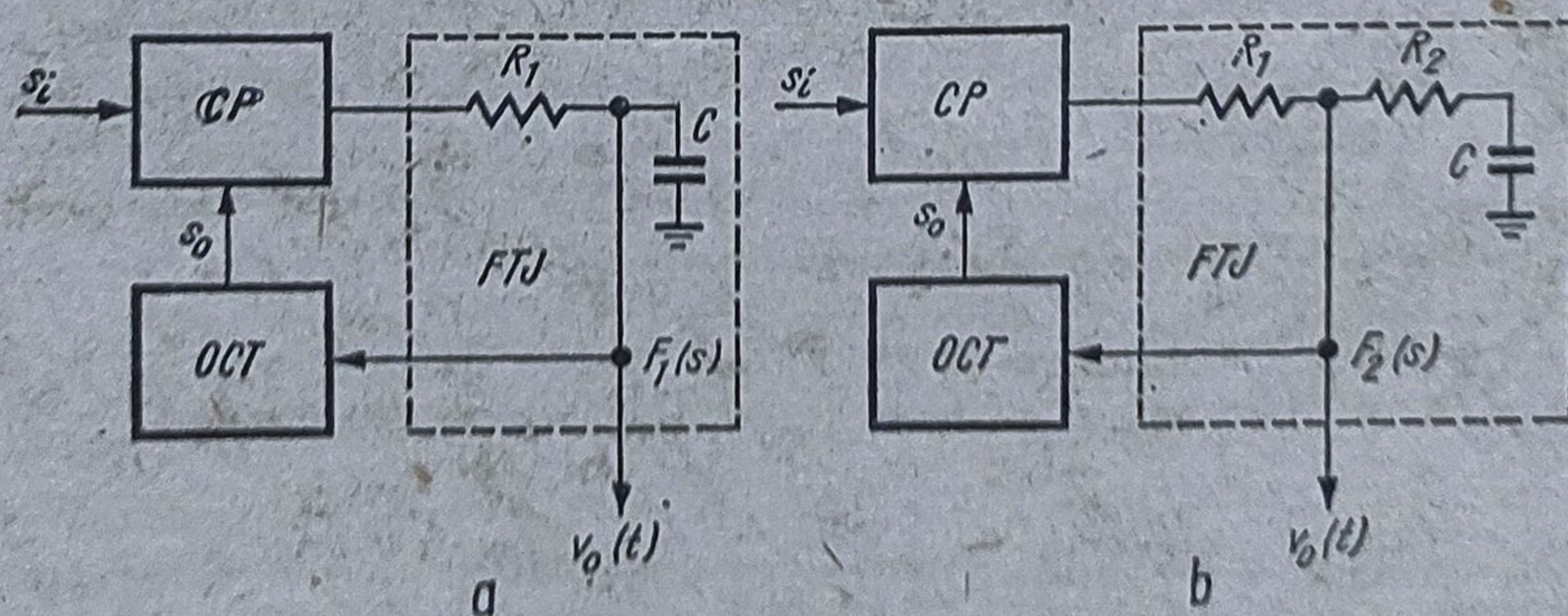
$$F_1(s) = \frac{1}{1 + s\tau_1} \quad (1.38)$$

unde s-a notat

$$\tau_1 = R_1 C.$$

Funcția de transfer a buclei rezultă

$$H_1(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_{n1}^2} + 2\xi_1 \frac{s}{\omega_{n1}} + 1}, \quad (1.39)$$



1.12 Cele două variante curent utilizate pentru *FTJ*.

unde ω_{n1} este pulsația proprie, iar ξ_1 factorul de amortizare, date de următoarele expresii care se obțin după calcule algebrice simple:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{n1} &= \left[\frac{AK_oK_D}{\tau_1} \right]^{1/2} = \left[\frac{K_A}{\tau_1} \right]^{1/2}; \\ \xi_1 &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\tau_1 AK_oK_D} \right]^{1/2} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\tau_1 K_A} \right]^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

Se observă că valori mari ale constantei de timp τ_1 și/sau valori mari ale câștigului static al buclei* determină o valoare mică a factorului de amortizare.

De asemenea, se observă și faptul că această schemă de filtru nu permite ajustarea independentă a benzii, a câștigului static și a factorului de amortizare.

Pentru filtrul din figura 1.12.b sînt valabile următoarele rezultate:

$$F_2(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (1.41)$$

(s-a notat $\tau_1 = R_1C$, $\tau_2 = R_2C$);

$$H_2(s) = \frac{1 + s\tau_2}{\frac{s^2}{\omega_{n2}^2} + 2\xi \frac{s}{\omega_{n2}} + 1} \quad (1.42)$$

$$\omega_{n2} = \left[\frac{AK_oK_D}{\tau_1 + \tau_2} \right]^{1/2};$$

$$\xi_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{AK_oK_D}{\tau_1 + \tau_2} \right]^{1/2} \left[\tau_2 + \frac{1}{AK_oK_D} \right] = \frac{1}{2} \omega_{n2} \left[\tau_2 + \frac{1}{AK_oK_D} \right]. \quad (1.43)$$

În mod uzual $\tau_2 \ll \tau_1$, iar câștigul static al buclei** este suficient de mare, astfel ca $\tau_2 \gg 1/(AK_oK_D)$, astfel că sînt valabile următoarele relații aproximative:

$$\omega_{n2} = \left[\frac{AK_oK_D}{\tau_1} \right]^{1/2} = \left[\frac{K_A}{\tau_1} \right]^{1/2},$$

$$\xi_1 \cong \frac{1}{2} \left[\frac{AK_oK_D}{\tau_1} \right]^{1/2} \tau_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{K_A}{\tau_1} \right]^{1/2} \tau_2 = \frac{1}{2} \omega_{n2} \tau_2.$$

* Câștigul static al buclei este dat de produsul AK_oK_D , deoarece $F_1(0) = 1$.

** Și pentru acest tip de filtru, câștigul static al buclei este dat de AK_oK_D , deoarece $F_2(0) = 1$.

Se constată — în conformitate cu 1.43 — că pentru o valoare dată a câștigului static, pulsația naturală și factorul de amortizare se pot alege independent și convenabil prin manevrarea valorilor constantelor de timp τ_1 și τ_2 , ceea ce constituie un avantaj important din punct de vedere al utilizării.

Urmărind expresiile 1.39 și 1.42, rezultă că în cazul în care FTJ are structura descrisă în figura 1.12.a sau b funcția de transfer a circuitului PLL este echivalentă cu cea a unui filtru trece jos.

În figura 1.13 se dau caracteristicile normate amplitudine-pulsație și fază-pulsație pentru o buclă la care FTJ are structura din figura 1.12.b.

Aceste caracteristici corespund funcției de transfer $H_2(s)$ — relația 1.42 — în care s-a considerat cazul particular $\tau_2 = 1/\omega_n$, caz care corespunde funcționării optime a buclei ca demodulator MF (pentru detalii vezi în continuare §1.3).

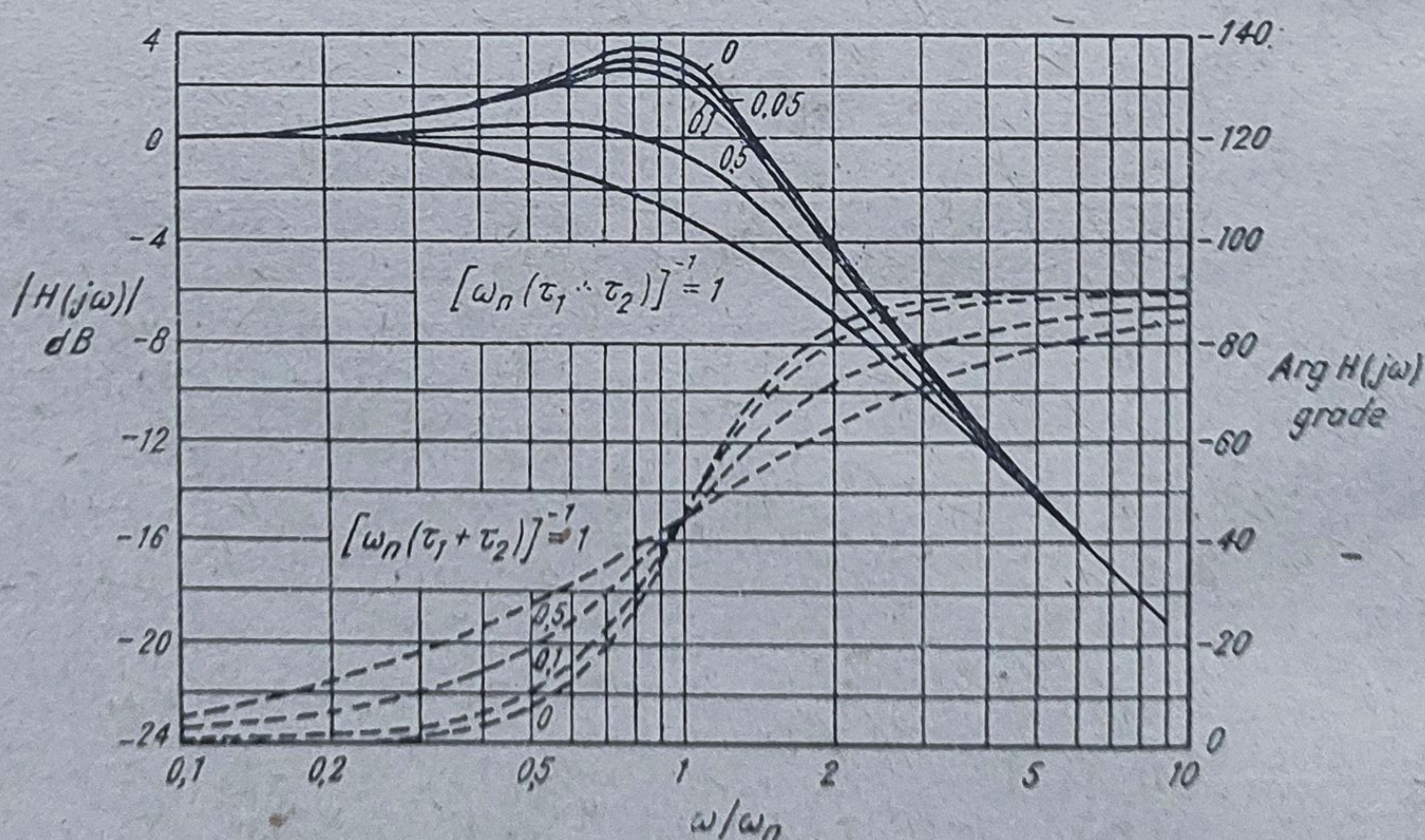
B. Stabilitatea circuitului PLL. Ca la orice sistem cu reacție și la PLL apare problema stabilității.

În absența semnalului de la intrare, bucla este întreruptă (semnalul de la ieșirea CP este nul) — deci, problema stabilității nu se pune.

În prezența semnalului de la intrare abordarea problemei stabilității se va face prin intermediul $SEJF$ (deci în cadrul ipotezelor în care s-a dedus $SEJF$) presupunându-se în mod suplimentar absența zgomotului.

Se va analiza numai $SEJF$ liniară, deoarece se poate arăta că stabilitatea ei implică și stabilitatea $SEJF$ neliniară.

Stabilitatea $SEJF$ liniară rezultă direct din poziția polilor funcției de transfer $H(s)$. Discuția se face în funcție de tipul filtrului utilizat — caracterizat prin $F(s)$.



1.13 Funcția de transfer echivalentă, de joasă frecvență a circuitului PLL.

În concordanță cu notațiile anterioare (vezi expresiile 1.35, 1.38, 1.39), rezultă:

- $F(s) = F_0(s) = 1$; polul lui $H_0(s)$ este

$$s_1 = -K_A, \quad (1.44)$$

plasat întotdeauna în semiplanul stîng. Prin urmare, sistemul este stabil indiferent de valorile parametrilor K_o , K_D , A .

- $F(s) = F_1(s)$; polii lui $H_1(s)$ sînt dați de expresia

$$s_{1,2} = \frac{1}{2\tau_1} \pm \sqrt{\frac{1}{4\tau_1^2} - \frac{K_A}{\tau_1}} \quad (1.45)$$

Evident, indiferent de faptul că polii sînt reali sau complecși, partea lor reală este întotdeauna negativă. Deci, și în acest caz, sistemul este stabil indiferent de valorile parametrilor K_o , K_D , A , τ_1 .

- $F(s) = F_2(s)$; polii lui $H_2(s)$ au expresia

$$s_{1,2} = \frac{K_A}{2(\tau_1 + \tau_2)} \left[\left(\frac{1}{K_A} + \tau_1 \right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{K_A} + \tau_1 \right)^2 - \frac{4(\tau_1 + \tau_2)}{K_A}} \right]. \quad (1.46)$$

Se vede ușor că și în acest caz polii rămîn întotdeauna în semiplanul stîng și deci sistemul este stabil, indiferent de valorile parametrilor K_o , K_D , A , τ_1 , τ_2 .

Faptul că bucla este stabilă pentru cele trei structuri de *FTJ* discutate constituie un avantaj major și esențial din punctul de vedere al utilizatorului circuitului.

O extrapolare grăbită a rezultatelor de pînă acum ar putea duce la concluzia că problema stabilității circuitului *PLL* nu este critică!

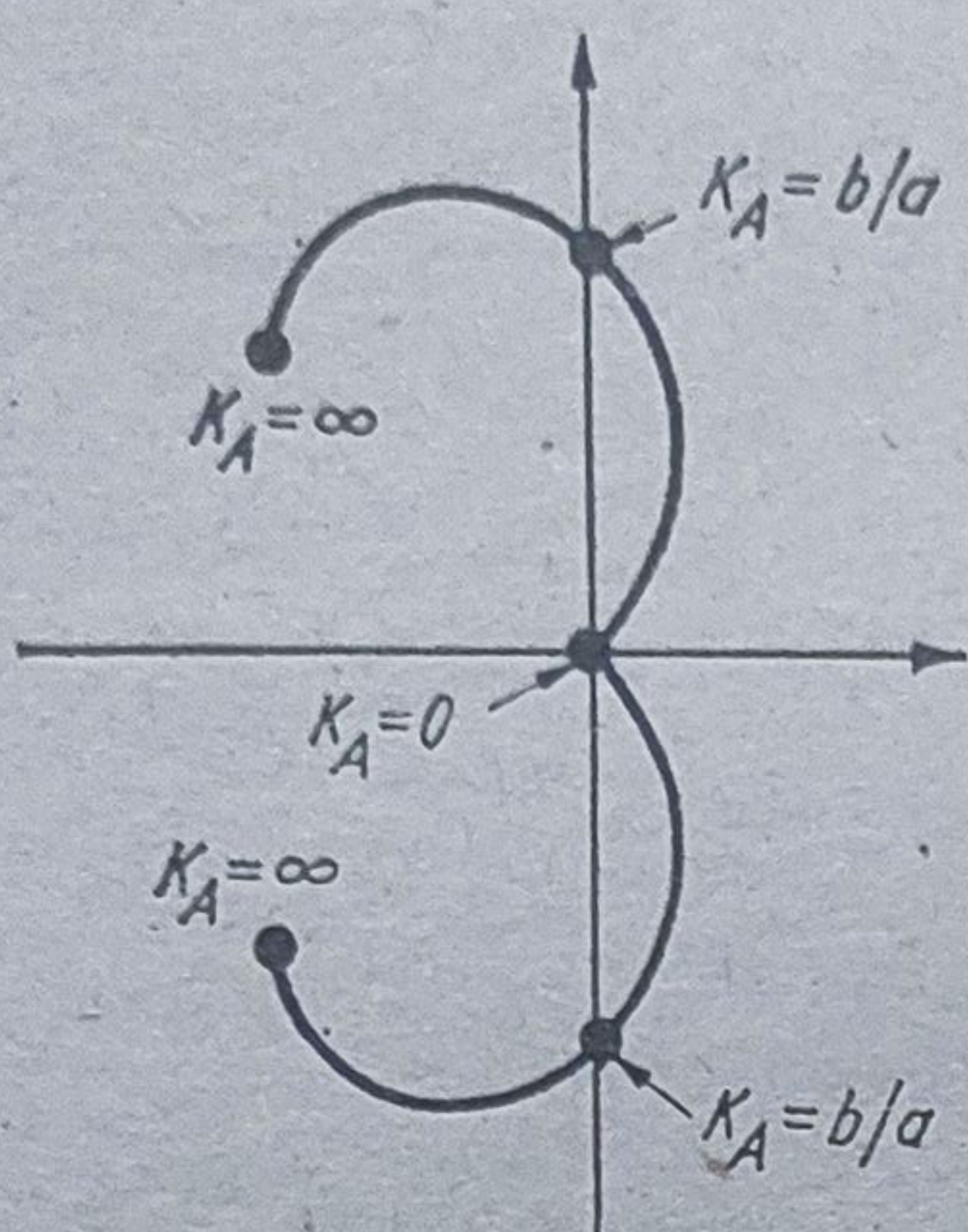
În realitate, problema este mult mai dificilă și cu numeroase aspecte care nu apar la prima vedere.

Pentru a ilustra această afirmație se consideră cu titlu de exemplu un circuit PLL la care FTJ are funcția de transfer

$$F_3(s) = 1 + \frac{a}{s^2} + \frac{b}{s^3}. \quad (1.47)$$

Se obține

$$H_3(s) = \frac{K_A(s^2 + as + b)}{s^3 + K_A s^2 + aK_A s + bK_A}. \quad (1.48)$$



1.14 Locul geometric al polilor buclei PLL, pentru cazul unui FTJ a cărui funcție de transfer este dată de relația 1.47.

Deoarece parametrii a , b , K_A sînt pozitivi, polul real va fi întotdeauna negativ. Locul geometric al polilor complex conjugați, cînd K_A variază între 0 și ∞ este indicat în figura 1.14. Din figură rezultă că pentru $K_A \in (0, b/a)$ polii complecși se află în semiplanul drept și ca urmare pentru aceste valori ale lui K_A bucla este instabilă.

O concluzie oarecum neașteptată este că bucla va oscila pentru semnale de amplitudine mică (deoarece K_A este direct proporțional cu amplitudinea A a semnalului de la intrare), fapt extrem de neplăcut.

1.2.6. PLL ca demodulator MF

Ideea de a folosi un circuit PLL ca demodulator pentru un semnal MF este directă; deoarece frecvența semnalului la ieșirea OCT urmărește frecvența semnalului de la intrare, rezultă că tensiunea de comandă a OCT va fi echivalentul semnalului modulator.

Dacă $s_i(t)$ este un semnal MF, $\theta_i(t)$ este de forma

$$\theta_i(t) = \Delta\omega \int_0^t m(q) dq \quad (1.49)$$

unde $m(q)$ este semnalul modulator, iar $\Delta\omega/2\pi$ deviația de frecvență.

Din punctul de vedere al funcționării ca demodulator MF interesează factorul de transfer definit de raportul

$$V_o(s)/M(s), \quad (1.50)$$

unde $V_o(s)$ și $M(s)$ sînt imaginile mărimilor $v_o(t)$ și $m(t)$.

Din relația 1.49 rezultă

$$\theta_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s} M(s), \quad (1.51)$$

iar din figura 1.10 (SEJF) se obține

$$V_o(s) = \frac{s}{K_o} \theta_i(s). \quad (1.52)$$

Ținînd cont de relația 1.28 se găsește

$$\frac{V_o(s)}{M(s)} = \frac{\Delta\omega}{K_o} H(s). \quad (1.53)$$

Relația 1.53 arată că la ieșirea FTJ se obține o tensiune $v_o(t)$ apropiată ca formă de semnalul modulator $m(t)$, al semnalului MF aplicat la intrare. Semnalul $v_o(t)$ are aceeași formă cu semnalul obținut la ieșirea unui filtru cu factorul de transfer $H(s)$ atunci când la intrarea sa se aplică $m(t)$.

Dacă

$$\begin{aligned} |H(j\omega)| &\simeq 1, \\ \arg H(j\omega) &\simeq -\omega\tau_g \end{aligned} \quad (1.54)$$

pentru un domeniu de frecvență mai mare sau egal cu spectrul lui $m(t)$ atunci demodularea realizată de PLL este ideală; (cu τ_g s-a notat timpul de întârziere de grup).

1.2.7. Efectul zgomotului asupra circuitelor PLL

În aprecierea calității unei transmisiuni sau a purității unui semnal o caracterizare edificatoare este dată de raportul semnal zgomot (RSZ) definit ca raportul dintre puterea semnalului util și puterea zgomotului.

În continuare se trec rapid în revistă câteva din rezultatele esențiale relative la RSZ în condițiile existenței unui semnal MF , rezultate de interes pentru circuitele PLL .

Fie într-un punct din lanț semnalul MF

$$s(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(q) dq \right] + n(t).$$

- Dacă valoarea medie a zgomotului $n(t)$ este nulă, atunci

$$RSZ = \frac{A_0^2}{2E\{n^2(t)\}}.$$

unde $E\{\cdot\}$ reprezintă operația de mediere statistică.

- Dacă semnalul $s(t)$ este trecut printr-un filtru trece bandă ideal, avînd frecvența centrală ω_0 și o bandă B_0 suficient de largă pentru ca la ieșire să se obțină un semnal

$$s_1(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(q) dq \right] + n'(t),$$

iar $n(t)$ este un zgomot alb cu valoare medie nulă și densitatea spectrală de putere N_0 , atunci la ieșirea din filtru

$$(RSZ)_0 = \frac{A_0^2}{2E\{n'^2(t)\}} = \frac{A_0^2}{2N_0 B_0}. \quad (1.55)$$

- Dacă semnalul $s(t)$ se prelucrează cu scopul de a fi aplicat unui discriminator se poate presupune că $n(t)$ este un zgomot de bandă îngustă. În acest caz $s(t)$ se poate pune sub forma

$$s(t) = A_0[1 + n_1(t)] \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(q) dq + n_2(t) \right].$$

Aplicând acest semnal unui discriminator, la ieșirea acestuia se obține un semnal

$$s_0(t) = K_d \left[\Delta\omega f(t) + \frac{d}{dt} n_2(t) \right],$$

care se compune dintr-o componentă utilă $K_d \Delta\omega f(t)$ și o componentă perturbatoare $K_d \frac{d}{dt} n_2(t)$. În acest caz

$$RSZ = \frac{\Delta\omega^2 E\{f^2(t)\}}{E\left[\left\{\frac{dn_2(t)}{dt}\right\}^2\right]}$$

Determinarea efectului pe care îl are zgomotul conținut în semnalul de la intrare asupra circuitelor PLL este o problemă deosebit de dificilă în cazul general. De aceea, se vor considera două cazuri extreme, *raport semnal-zgomot (RSZ) mare și mic*.

RSZ mare

În acest caz zgomotul la ieșirea din buclă se poate determina cu *SEJF* liniară (vezi figura 1.10). În *SEJF* liniară apare zgomotul echivalent și care, așa cum s-a menționat (vezi § 1.2.4) are aceeași densitate spectrală de putere cu zgomotul de la intrarea în buclă, $n(t)$. Densitatea spectrală de putere a lui $n(t)$ se va nota $N_0/2$.

Dacă PLL este utilizat ca demodulator, zgomotul (de fapt puterea de zgomot P_z) la ieșirea sa, se va calcula în ipoteza că bucla este urmată de un *FTJ* ideal cu frecvența de tăiere egală cu frecvența maximă f_a a spectrului semnalului modulator.

Cum în general *FTJ* din PLL are o frecvență de tăiere mult mai mare ca f_a , se poate face aproximația:

$$F(s) \simeq 1. \quad (1.56)$$

În conformitate cu *SEJF* din figura 1.10 factorul de transfer al buclei, pentru zgomot este

$$H_n(j\omega) = \frac{j\omega K_D}{j\omega + AK_o K_D}, \quad (1.57)$$

iar

$$|H_n(j\omega)|^2 = \frac{\omega^2 K_D^2}{\omega^2 + A^2 K_o^2 K_D^2}. \quad (1.58)$$

Dacă este îndeplinită condiția

$$AK_o K_D \gg \omega_a \quad (1.59)$$

atunci

$$|H_n(j\omega)|^2 \approx \frac{\omega^2}{A^2 K_o^2}, \quad \text{pentru } \omega \in (0, \omega_a) \quad (1.60)$$

și densitatea spectrală a zgomotului la ieșire va fi dată de

$$N(\omega) \cong \frac{N_0}{2} \cdot \frac{\omega^2}{A^2 K_0^2}. \quad (1.61)$$

Puterea zgomotului la ieșirea din *FTJ* care urmează după circuitul *PLL* este dată de relația:

$$P_z = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_a}^{\omega_a} N(\omega) d\omega = \frac{4\pi^2 N_0 f_a^3}{3A^2 K_0^2}. \quad (1.62)$$

Puterea de semnal se poate calcula plecând de la relația 1.53. Dacă este îndeplinită condiția 1.59, relația 1.53 — funcția de transfer a demodulatorului — devine

$$\frac{V_o(s)}{M(s)} \cong \frac{\Delta\omega}{K_o}. \quad (1.63)$$

Ca urmare a relației 1.63 se poate scrie

$$v_o(t) \approx \frac{\Delta\omega}{K_o} m(t). \quad (1.64)$$

Cu expresia 1.64 se poate calcula puterea semnalului

$$P_s = \frac{\Delta\omega_{ef}^2}{K_o^2}, \quad (1.65)$$

unde

$$\Delta\omega_{ef}^2 = \Delta\omega^2 E\{m^2(t)\} \quad (1.66)$$

Prin $E\{\cdot\}$ s-a notat media statistică.
Dacă semnalul modulator este sinusoidal

$$\Delta\omega_{ef}^2 = \Delta\omega^2/2. \quad (1.67)$$

Din relațiile 1.65 și 1.62 se obține raportul semnal-zgomot

$$RSZ = \frac{P_s}{P_z} = 3 \frac{\Delta\omega_{ef}^2}{\omega_a^2} \cdot \frac{A^2}{N_0 f_a}. \quad (1.68)$$

Relația 1.68 arată că valoarea *RSZ* la ieșirea din *PLL*, atunci când acesta este utilizat ca demodulator este aceeași cu cea obținută în cazul folosirii unui demodulator convențional⁵.

Dacă *PLL* este utilizat ca filtru — ieșirea se face din *OCT* — factorul de transfer pentru zgomot determinat cu *SEJF* liniară este:

$$H_n(j\omega) = \frac{K_D K_o F(j\omega)}{j\omega + A K_D K_o F(j\omega)} = \frac{1}{A} H(j\omega). \quad (1.69)$$

Puterea de zgomot la ieșirea din OCT va fi

$$P_z = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{N_0}{2} |H_n(j\omega)|^2 d\omega = \frac{N_0}{A^2} B_z, \quad (1.70)$$

unde B_z este banda de zgomot⁶ definită de relația

$$B_z = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (1.71)$$

În tabelul 1.1. se dau expresiile benzii de zgomot pentru diferite FTJ ⁷.

Observație: Zgomotul la ieșirea din OCT nu este de natura unei tensiuni perturbatoare care se adună cu semnalul util!

Datorită zgomotului existent la intrarea în buclă semnalul dat de OCT este modulat în frecvență de semnalul perturbator. Puterea P_z calculată cu relația 1.70 reprezintă patratul valorii eficace a fazei OCT datorată existenței zgomotului $n(t)$ la intrarea în buclă.

Tabelul 1.1

$F(j\omega)$	$H(j\omega)$	B_z	C	D
1	$\frac{AK_D K_o}{j\omega + AK_D K_o}$	$\frac{AK_o K_D}{4}$	$\frac{1}{\pi}$	2
$1 + j\omega\tau_2$	$1 + j\omega\tau_2$	$\frac{AK_D K_o}{\tau_1 + \tau_2} \left(\frac{AK_D K_o}{\tau_1 + \tau_2} \tau_2 + \frac{1}{\tau_2} \right)$	1,57	1,64
$1 + j\omega(\tau_1 + \tau_2)$	$1 - \frac{\omega^2}{AK_D K_o} (\tau_1 + \tau_2) + j\omega \left(\frac{1}{K} + \tau_2 \right)$	$\frac{4}{\tau_2} \left(\frac{AK_D K_o}{\tau_1 + \tau_2} \tau_2 + \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \right)$		

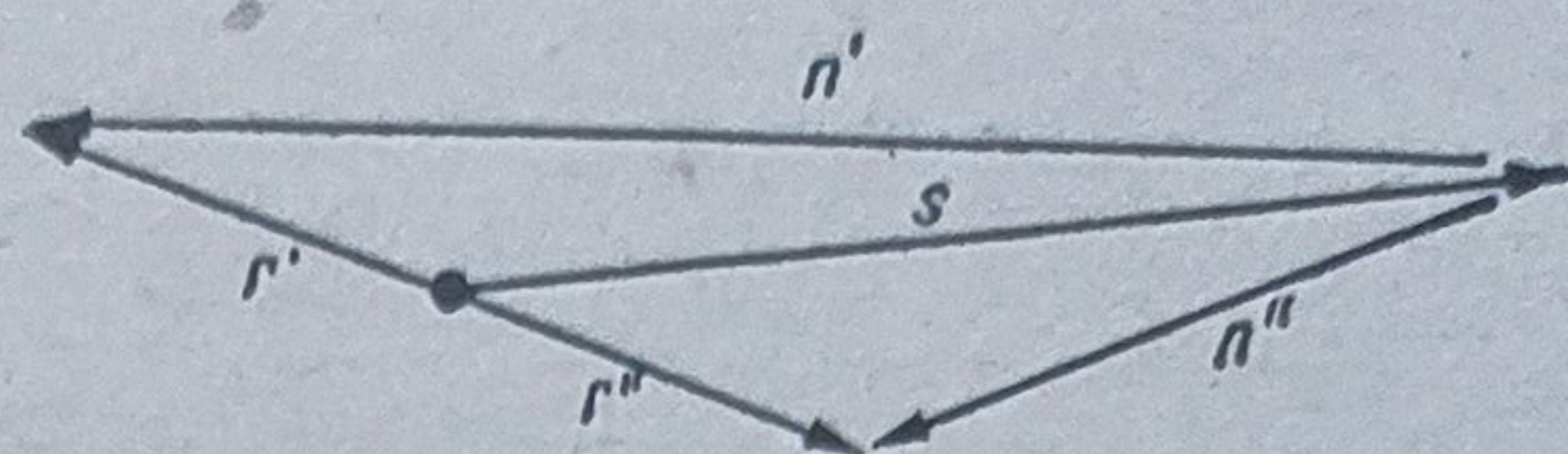
RSZ mic

În acest caz zgomotul la oricare din ieșirile buclei (din OCT, sau din FTJ) nu se mai poate determina cu $SEJF$ liniară.

Într-o descriere simplificată aproximativă, în cazul RSZ mic apar, față de cazul RSZ mare, două fenomene a căror consecință este apariția la ieșirea din FTJ a unor impulsuri ascuțite.

Primul fenomen — specific circuitului PLL — se poate produce dacă n' (vezi figura 1.9) are o densitate spectrală mare. În acest caz, este posibil ca diferența $|\theta_i - \theta_o|$ să depășească valoarea π și ca urmare $\sin(\theta_i - \theta_o)$ să-și schimbe semnul iar bucla să se transforme dintr-una cu reacție negativă, în una cu reacție pozitivă și să genereze un impuls. Cum între timp valoarea instantanee a zgomotului scade, bucla redevine cu reacție negativă și procesul de oscilație se oprește.

Al doilea fenomen este comun tuturor discriminatoarelor. Urmărind reprezentarea fazorială din figura 1.15 (semnalul util s , zgomotul n) se constată că semnalul r aplicat demodulatorului poate avea variații rapide ca amplitudine și mai ales ca fază, chiar dacă n variază lent!



1.15 Variații relativ mici ale zgomotului pot determina variații mari ale fazei semnalului rezultat.

În figura 1.15. se dă un exemplu care ilustrează această afirmație. Se presupune că n ia pe rând valorile n' , n'' ; semnalul r și-a modificat faza cu π deși n' diferă puțin de n'' . Corespunzător acestor salturi de fază, la ieșire se generează un impuls.

Numărul mediu N de astfel de impulsuri pe secundă se poate determina cu relația ⁷:

$$N = C\omega_n e^{-D\alpha}, \quad (1.72)$$

unde C , D sînt niște constante, ω_n este frecvența naturală a buclei iar α este dat de expresia

$$\alpha = \frac{A}{(N_0 B_z)^{1/2}} \quad (1.73)$$

și reprezintă raportul semnal-zgomot la intrare.

Pentru bucla cu FTJ cu factorul de transfer $F(s) = 1$, această relație se poate deduce teoretic. Pentru celelalte tipuri de bucle relația 1.72, se verifică experimental; tot experimental se determină mărimile C , D . Valorile lor sînt date în tabelul 1.1

Pentru a se calcula puterea de zgomot se consideră ⁶ că zgomotul la ieșirea din FTJ este rezultatul compunerii zgomotului calculat cu $SEJF$ liniară cu o succesiune de impulsuri ascuțite a căror număr mediu de apariție este dat de relația 1.72.

Se poate arăta ⁸ că aria acestor impulsuri este $2\pi/K_0$.

Pentru cazul în care circuitul PLL se utilizează ca demodulator, ținînd seama de aceste observații și de relațiile deduse anterior, puterea de zgomot (mai exact valoarea eficace a tensiunii la ieșirea dintr-un FTJ ideal care urmează după buclă) are expresia ⁸:

$$P_z = \frac{N_0}{K_0^2 A^2} \frac{\omega_a^3}{6\pi} + \frac{4\pi^2 N \omega_a}{K_0^2}, \quad (1.74)$$

unde N este dat de relația 1.72.

Pentru cazul utilizării PLL ca filtru o caracterizare mai potrivită a comportării buclei o face dispersia fazei produsă de zgomotul existent la intrare.

În ceea ce privește influența zgomotului asupra unui circuit *PLL* care lucrează ca demodulator se poate defini o mărime numită *prag de îmbunătățire* care ne indică valoarea minimă a *RSZ* pentru care zgomotul mai poate fi determinat cu *SEJF* liniară.

Prin definiție *pragul de îmbunătățire* este *RSZ* pentru care zgomotul calculat cu relația 1.74 depășește cu 1 dB valoarea calculată cu ajutorul *SEJF* liniară.

Înlocuind în 1.74 numărul N cu expresia dată în 1.72 se deduce, punând condiția din definiția anterioară, relația:

$$\alpha = \frac{1}{D} \ln \frac{8\pi\omega_n}{0,26N_0\omega_a^2} \approx \frac{1}{D} \left[5,72 + \ln \frac{\omega_n}{N_0\omega_a^2} \right]. \quad (1.75)$$

Acest prag în cazul unei proiectări optime, este cu 5 ... 6 dB mai mic decât cel al unui discriminator convențional.

1.3. Considerente de proiectare pentru schemele cu circuite PLL

Circuitele *PLL* pot fi utilizate în două tipuri fundamentale de aplicații:

a) Pentru demodularea semnalelor modulate în fază sau frecvență-funcționare de *demodulator*;

b) Pentru îmbunătățirea raportului semnal-zgomot prin sincronizarea circuitului pe semnale slabe, puternic afectate de zgomot și a căror frecvență poate varia în timp — funcționare de *filtru urmăritor de bandă îngustă*.

Pentru simplitate în cele ce urmează aceste aplicații se vor denumi de tip *a*, respectiv *b*.

În continuare se va descrie linia generală de proiectare pentru o serie de aplicații tipice ale circuitelor *PLL*.

Demodulator MF

După cum s-a arătat în § 1.2.7, discriminatorul realizat cu *PLL* are pragul de îmbunătățire mai coborât decât cel convențional. Pentru a putea beneficia de această proprietate, parametrii blocurilor care intră în compunerea buclei trebuie să aibă valori optime.

Pragul de îmbunătățire este determinat de media (statistică) pătratică a diferenței dintre faza semnalului aplicat la intrare și cea a *OCT*. Această diferență de fază este determinată de zgomot și de semnalul util. Eroarea de fază dată de zgomot crește odată cu banda de zgomot a buclei, iar eroarea de fază dată de semnalul util scade odată cu creșterea amplificării în buclă deschisă.

Dacă FTJ are structura dată în figura 1.12.b, factorul de transfer al buclei este

$$H(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{\frac{s^2(\tau_1 + \tau_2)}{AK} + \left(\frac{1}{AK} + \tau_2\right)s + 1},$$

unde $K = K_o K_D$, iar $\tau_1 = R_1 C$ și $\tau_2 = R_2 C$.

Atunci cînd este îndeplinită condiția

$$1/\tau_2 \ll KA$$

eroarea de fază care apare la aplicarea pe intrarea circuitului PLL a unui semnal modulat în frecvență cu o sinusoidă este:

$$\Phi(t) = \frac{\Delta\omega \cdot \omega}{AK(\tau_1 + \tau_2)^{-1}} \sin(\omega_m t + \varphi). \quad (1.76)$$

Pentru a micșora eroarea de fază dată de zgomot fără a o mări pe cea dată de semnal este necesară minimizarea benzii de zgomot menținînd constant produsul $K(\tau_1 + \tau_2)^{-1}$.

Pentru cazul nostru, banda de zgomot este dată în tabelul 1.1 și anume:

$$B_z = \frac{AK\tau_2 \left(\frac{AK\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} + \frac{1}{\tau_2} \right)}{4(AK\tau_2 + 1)}.$$

Dacă este îndeplinită inegalitatea $1/\tau_2 \ll KA$ banda de zgomot are expresia aproximativă

$$B_z \approx \frac{1}{4} \left(\frac{AK\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} + \frac{1}{\tau_2} \right).$$

B_z are, atunci cînd produsul $AK(\tau_1 + \tau_2)$ este menținut constant valoarea minimă pentru

$$\tau_2^{-1} = \sqrt{AK(\tau_1 + \tau_2)^{-1}} = \omega_n. \quad (1.77)$$

În cazul îndeplinirii egalității 1.77 media pătratică a erorii de fază are expresia

$$E\{\Phi(t)^2\} = \frac{N_0\omega_n}{2A^2} + \frac{1}{\omega_n^4} \int_0^{f_b} \omega^4 W_\Phi(f) df, \quad (1.78)$$

în care:

- $N_0/2$ este densitatea spectrală de putere a zgomotului;
- A valoarea eficace a purtătoarei;
- f_b valoarea frecvenței maxime din spectrul semnalului modulator;
- $W_\Phi(f)$ densitatea spectrală de putere a fazei semnalului util.

Dacă se face notația

$$y = \int_0^{f_b} \omega^4 W_{\Phi}(f) df$$

$E\{\Phi(t)^2\}$ prezintă, atunci când variază ω_n , un minim pentru

$$A^{-2} \omega_n^5 = 8y/N_0. \quad (1.79)$$

Din relațiile 1.78 și 1.79 rezultă

$$E\{\Phi(t)^2\}_{\min} = \frac{5}{8} \frac{N_0 \omega_n}{A^2}. \quad (1.80)$$

Pentru a obține un prag de îmbunătățire cât mai scăzut este necesar ca să fie îndeplinită condiția 1.79 chiar la prag.

Se poate arăta că la pragul de îmbunătățire are loc egalitatea

$$E\{\Phi(t)^2\} = \frac{1}{4}. \quad (1.81)$$

Înlocuind $E\{\Phi(t)^2\}$ din egalitatea 1.81 cu expresia sa din 1.80, se obține

$$\frac{2A^2}{N_0 \omega_n} = 5. \quad (1.82)$$

Din egalitățile 1.79 și 1.82 se obține

$$\frac{\omega_n}{2} = \left(\frac{5}{4} y\right)^{1/4} \quad (1.83)$$

Se vede că, dacă se cunosc proprietățile statistice ale semnalului modulator, și deci y , se poate determina cu ajutorul relației 1.83 valoarea optimă a lui ω_n și implicit a parametrilor τ_2 și $AK(\tau_1 + \tau_2)^{-1}$.

Valoarea minimă a lui $(\tau_1 + \tau_2)$ rezultă din condiția de a avea o atenuare satisfăcătoare a componentelor de frecvență înaltă conținute de semnalul existent la intrarea FTJ .

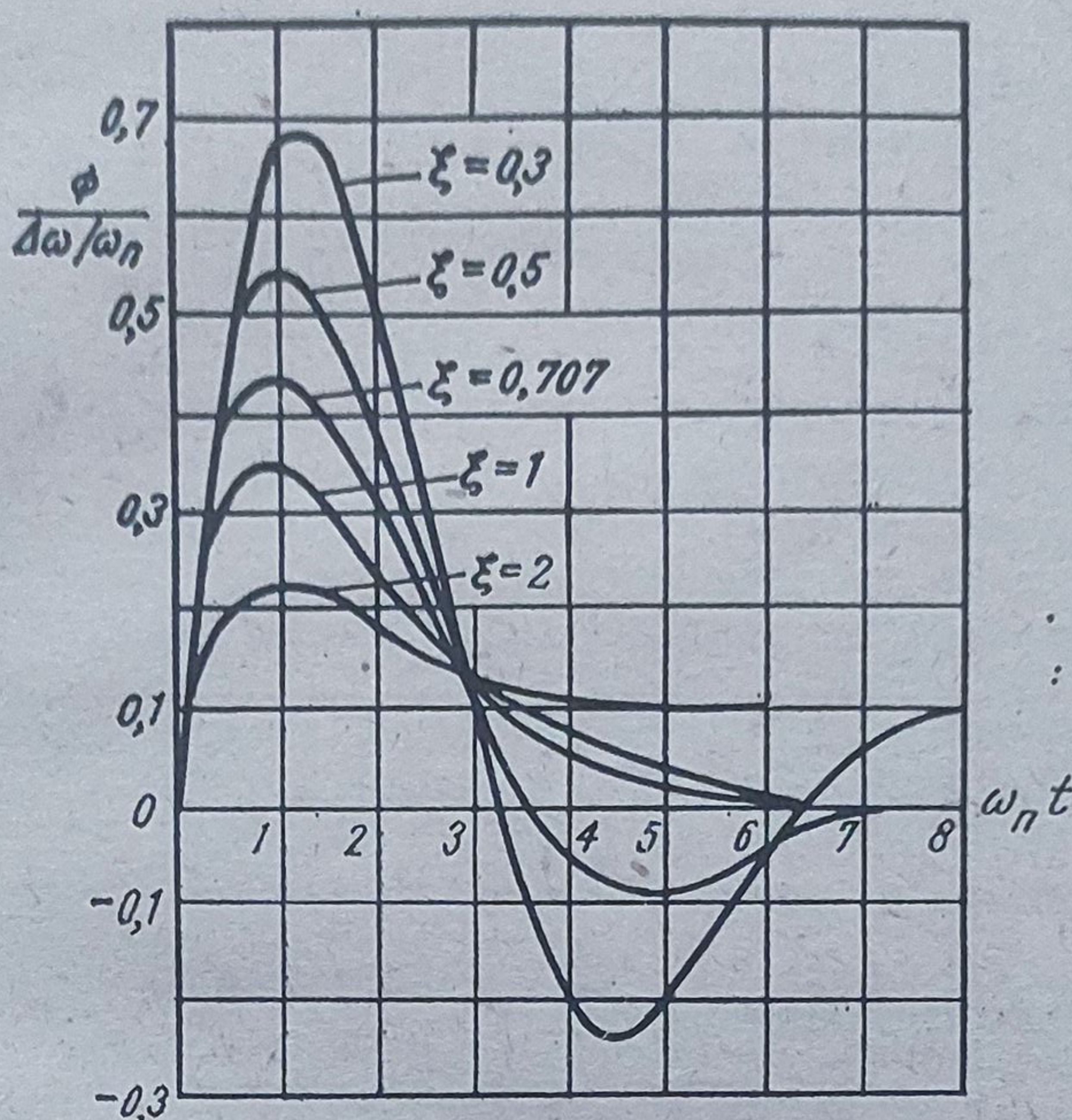
Odată alese elementele buclei pentru banda de zgomot minimă, eroarea de fază se poate determina cu ajutorul relațiilor 1.76 și 1.78.

Demodularea semnalelor care suferă un salt treaptă de frecvență

Uneori circuitul PLL este utilizat pentru a urmări un semnal a cărui frecvență suferă un salt Δf (respectiv $\Delta \omega$ pentru pulsație); și aceste aplicații sînt de tip (a) — la care viteza de răspuns a buclei trebuie să fie cât mai mare. Și în acest caz pentru a nu pierde sincronismul, este necesar ca

$$|\Phi(t)| \leq \frac{\pi}{2}.$$

Pentru alegerea elementelor buclei se poate folosi familia de curbe⁹ din figura 1.16. Cunoscînd saltul de frecvență la intrare $\Delta f = \frac{\Delta \omega}{2\pi}$, se aleg



1.16 Eroarea de fază tranzitorie datorită unui salt în frecvență la intrare.

ξ și ω_n astfel încât $|\Phi(t)| < \pi/2$ pentru orice interval de timp de la apariția saltului de frecvență.

Filtru urmăritor de bandă îngustă

În aceste aplicații — de tip (b) — circuitul *PLL* este utilizat pentru a urmări un anumit semnal care poate fi afectat de zgomot. Evident, cu cât scade ω_n imunitatea la zgomot este mai mare.

Valoarea minimă a parametrului ω_n rezultă din necesitatea ca bucla să aibă o anumită bandă de captură. Banda de captură necesară se determină pentru fiecare aplicație în parte. Dacă bucla este utilizată pentru recuperarea unei subpurtătoare, atunci banda de captură depinde de abaterea frecvenței libere a *OCT* de la valoarea nominală și de dificultatea de realizare a acordului acceptată.

1.4. Circuitul integrat βE 565

Circuitele *PLL* s-au dovedit a fi deosebit de utile în numeroase tipuri de aplicații, în special în sistemele de comunicații și în transmisia de date.

Deși principiul lor de funcționare este cunoscut de mult timp, aplicarea circuitelor *PLL* nu a fost foarte răspândită datorită mării complexități a

schemelor performante realizate cu elemente discrete. De aceea, multe firme care fabrică circuite integrate, întrevăzând piața potențială foarte mare, au trecut în ultimul deceniu la realizarea circuitelor integrate PLL. Dintre acestea amintim cu titlu de exemplu modelele NE 560, NE 561, NE 562, NE 565 ale firmei SIGNETICS și LM 565 produs de NATIONAL SEMICONDUCTOR.

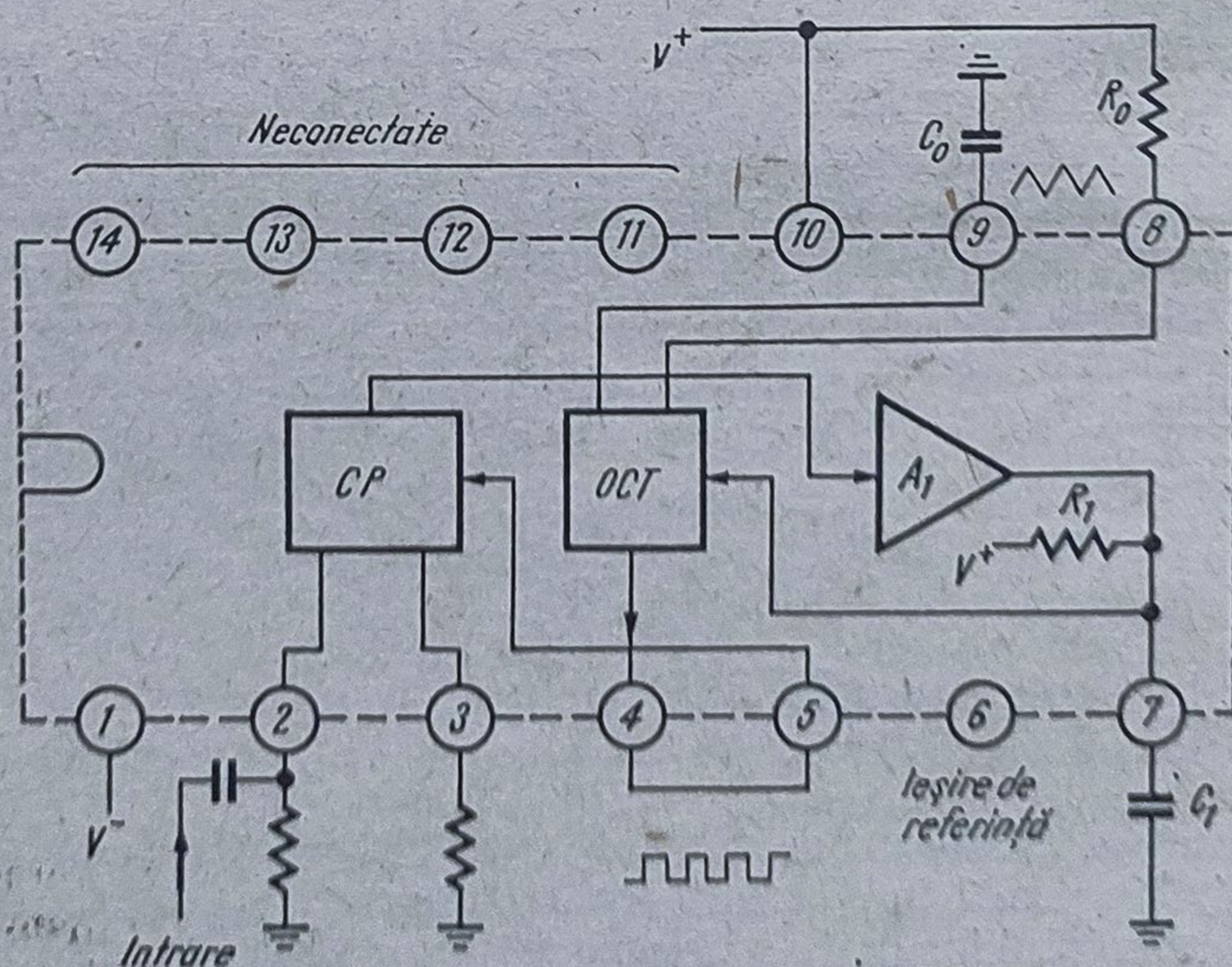
IPRS-BĂNEASA produce circuitul βE 565, echivalent cu NE 565 (compatibil terminal cu terminal).

În afara acestor circuite care sînt scheme PLL ca atare există numeroase alte circuite integrate la care o parte însemnată a schemei o constituie circuitul PLL. De exemplu sincroprocesorul TV TBA 950 (ITT, IPRS); decodoarele pentru semnal multiplex stereo MC1310 (MOTOROLA), LM 1310 și LM 1800 (NATIONAL SEMICONDUCTOR) μA 758 (FAIRCHILD) și βA 758 (IPRS); circuitele pentru refacerea purtătoarea μA 780 (FAIRCHILD) și LM 3070 (NATIONAL SEMICONDUCTOR) decodoarele de ton NE 567 (SIGNETICS) și LM 567 (NATIONAL SEMICONDUCTOR).

1.4.1. Descrierea circuitului βE 565

Circuitul βE 565 este un PLL de uz general care poate opera cu semnale a căror frecvență nu depășește 500 kHz. Schema bloc, configurația terminalelor (capsulă TO 116 — 14 terminale) și elementele exterioare indispensabile pentru funcționare sînt prezentate în figura 1.17.

Circuitul se compune dintr-un oscilator controlat în tensiune (OCT), foarte stabil și cu o bună liniaritate; un comparator de fază dublu echilibrat



1.17 Schema bloc a circuitului integrat PLL βE 565.

(CP) care permite o bună suprimare a purtătoarei și amplificatorul A_1 a cărui rezistență de ieșire R_1 împreună cu componentele legate între terminalul 7 și masă constituie FTJ (în figura 1.17 s-a reprezentat cazul cel mai utilizat când între terminalul 7 și masă se leagă un condensator (C_1)).

Schema electrică a circuitului βE 565 este reprezentată în figura 1.18, unde OCT este constituit din generatorul de curent de precizie, triggerul Schmitt nesaturat și amplificatorul A_2 .

Pentru alimentarea internă a acestor blocuri funcționale a fost necesară realizarea pe cip a unor surse de curent constant.

Sursele de curent constant

Schema lor este dată în figura 1.19. Se observă că în calitate de surse de curent constant se folosesc tranzistoarele Q_{12} , Q_{13} , Q_3 , Q_{10} . Curenții acestor surse sînt impuși de curentul tranzistorului Q_{11} :

$$I_{11} \simeq \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_2 + R_6 + R_{26} + R_{11}} \approx 0,0725 (V_{CC} - V_{BE}) \text{ [mA]}.$$

Tranzistoarele Q_3 , Q_{10} , Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} au geometrii identice și se pot considera oglinzi de curent¹⁰. Rezultă, deoarece $R_{11} = R_{10} = R_3 = R_{13}$,

$$I_{13} = I_{11} = I_{10} = I_3 = 0,0725 (V_{CC} - V_{BE}); \quad (1.84)$$

de asemenea

$$I_{12} \simeq \frac{R_{11}}{R_{12}} I_{11} = 0,0053 (V_{CC} - V_{BE}). \quad (1.85)$$

Observație: Circuitul βE 565 poate fi alimentat în curent continuu de la o sursă sau de la două surse (în general simetrice). În schema bloc reprezentată în figura 1.17 a fost luată în considerare alimentarea de la două surse: V^+ conectată la terminalul 10 și V^- conectată la terminalul 1. În acest caz terminalele 2, 3 (intrările CP) se leagă — prin rezistențe — la borna comună a alimentărilor (la masă):

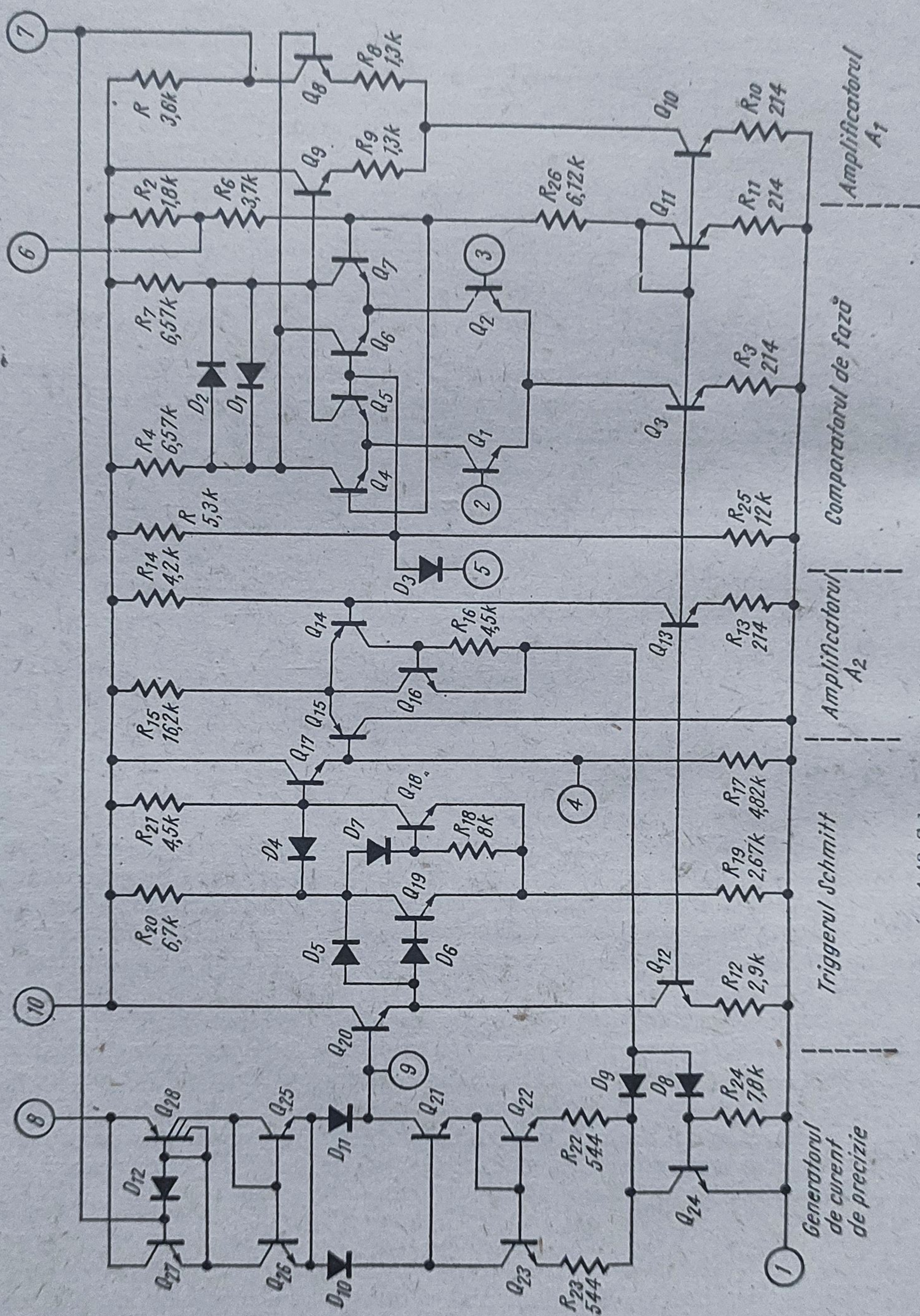
În cazul alimentării de la o singură sursă (V_{CC}), borna pozitivă se leagă la terminalul 10 iar cea negativă (masa) la terminalul 1. În acest caz terminalele 2, 3 se leagă prin rezistențe la un potențial pozitiv față de masă (de preferință $1/2 V_{CC}$).

Analiza schemei electrice a circuitului βE 565 se face pentru cazul unei singure surse de alimentare. Această analiză rămîne valabilă pentru cazul alimentării cu două surse înlocuind

$$V_{CC} = |V^+| + |V^-|. \quad (1.86)$$

Pentru circuitul βE 565 domeniul permis pentru tensiunile de alimentare este

$$+ 10 \text{ V} \leq V_{CC} \leq 24 \text{ V},$$

1.18 Schema electrică a circuitului $\beta E 565$.

sau:

$$5\text{ V} \leq |V_{\pm}| \leq 12\text{ V} \quad (1.87)$$

În consecință

$$I_3 = I_{10} = I_{13} = I_{11} \approx \frac{10 \dots 24}{13,8} =$$

$$= 0,72 \dots 1,73 \text{ mA},$$

$$I_{12} \approx 53 \dots 127 \text{ } \mu\text{A}.$$

Oscilatorul controlat în tensiune

Schema bloc a OCT este dată în figura 1.20. Funcționarea este evidentă. Să presupunem că $V_9 = 0$. Ca urmare $V_4 = V_{4L}^*$ și comutatorul K se așază astfel încât C_0 se încarcă. V_9 crește pînă la atingerea pragului V_{9H} , cînd triggerul basculează și $V_4 = V_{4H}$; se comută K , iar C_0 începe să se descarce. V_9 scade pînă la atingerea pragului V_{9L} , triggerul basculează — deci $V_4 = V_{4L}$ — și procesul se repetă.

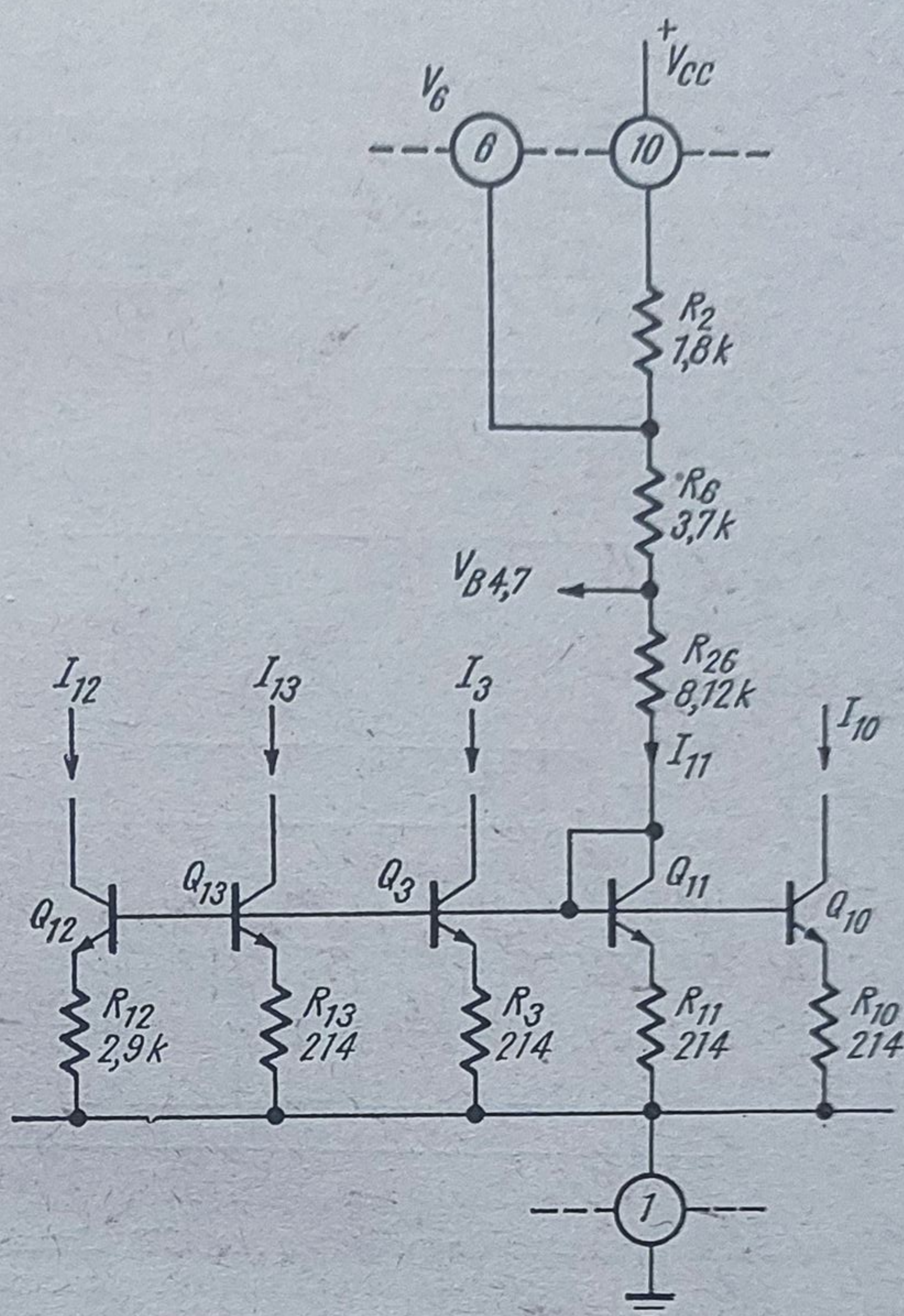
Pe terminalul 9 rezultă o tensiune triunghiulară, iar pe terminalul 4 o tensiune dreptunghiulară cu un factor de umplere $1/2$.

Triggerul Schmitt nesaturat

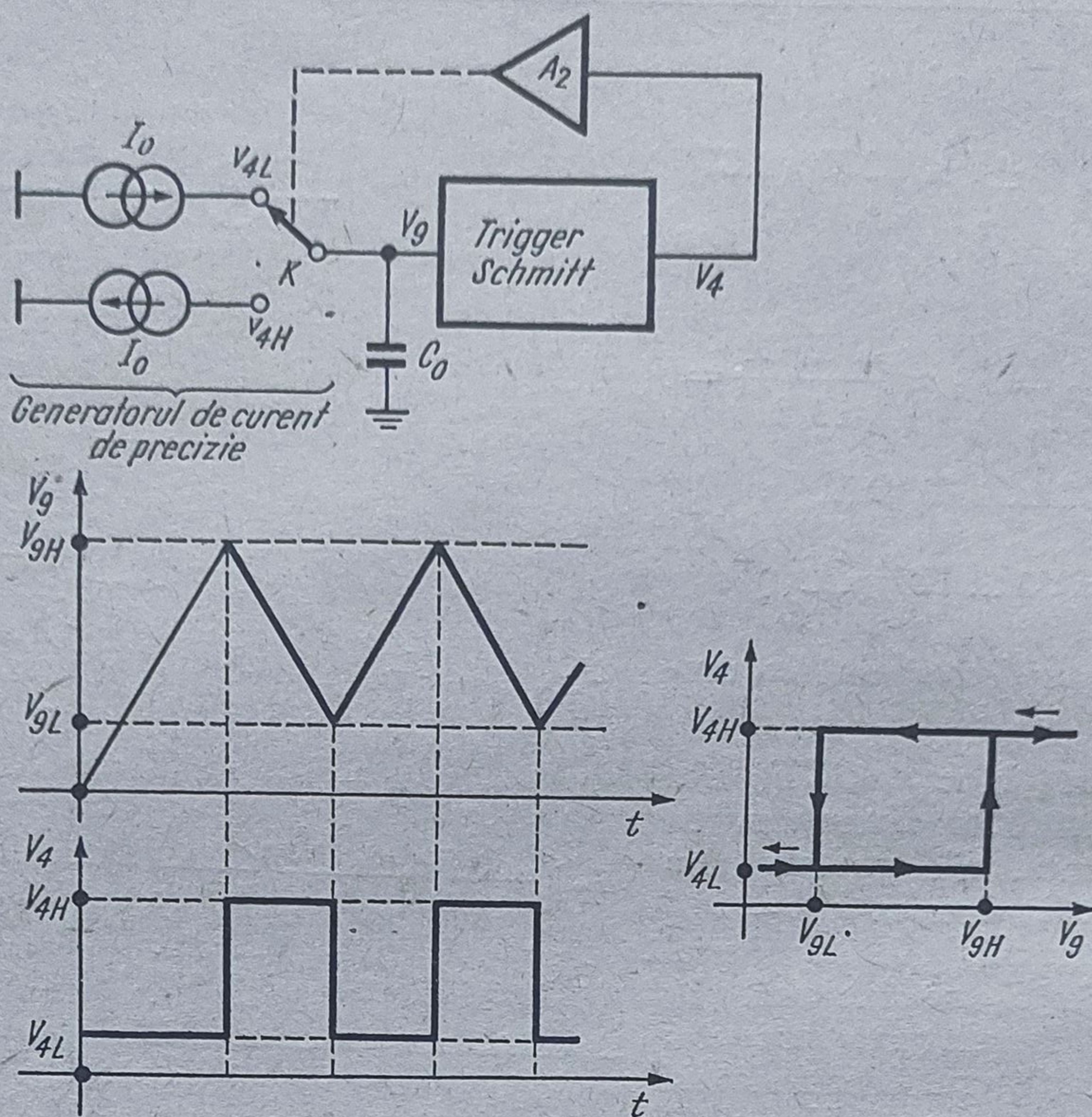
Schema electrică este reprezentată în figura 1.21. Intrarea triggerului este conectată la terminalul 9. Atacul triggerului se face prin intermediul repetitorului pe emiter Q_{20} care are ca sarcină generatorul de curent $I_{12}(Q_{12})$. Expresia și valoarea curentului I_{12} sînt date de relația 1.85.

Triggerul are denumirea de nesaturat, deoarece tranzistoarele care îl compun — ca urmare a acțiunii diodelor D_5, D_6 pentru tranzistorul Q_{19} și D_4, D_7 pentru tranzistorul Q_{18} — nu sînt niciodată saturate. Existența celor două diode este, o soluție tipică pentru tranzistoarele care lucrează în regim de comutație rapidă. În acest fel se asigură o viteză de lucru maximă pentru trigger.

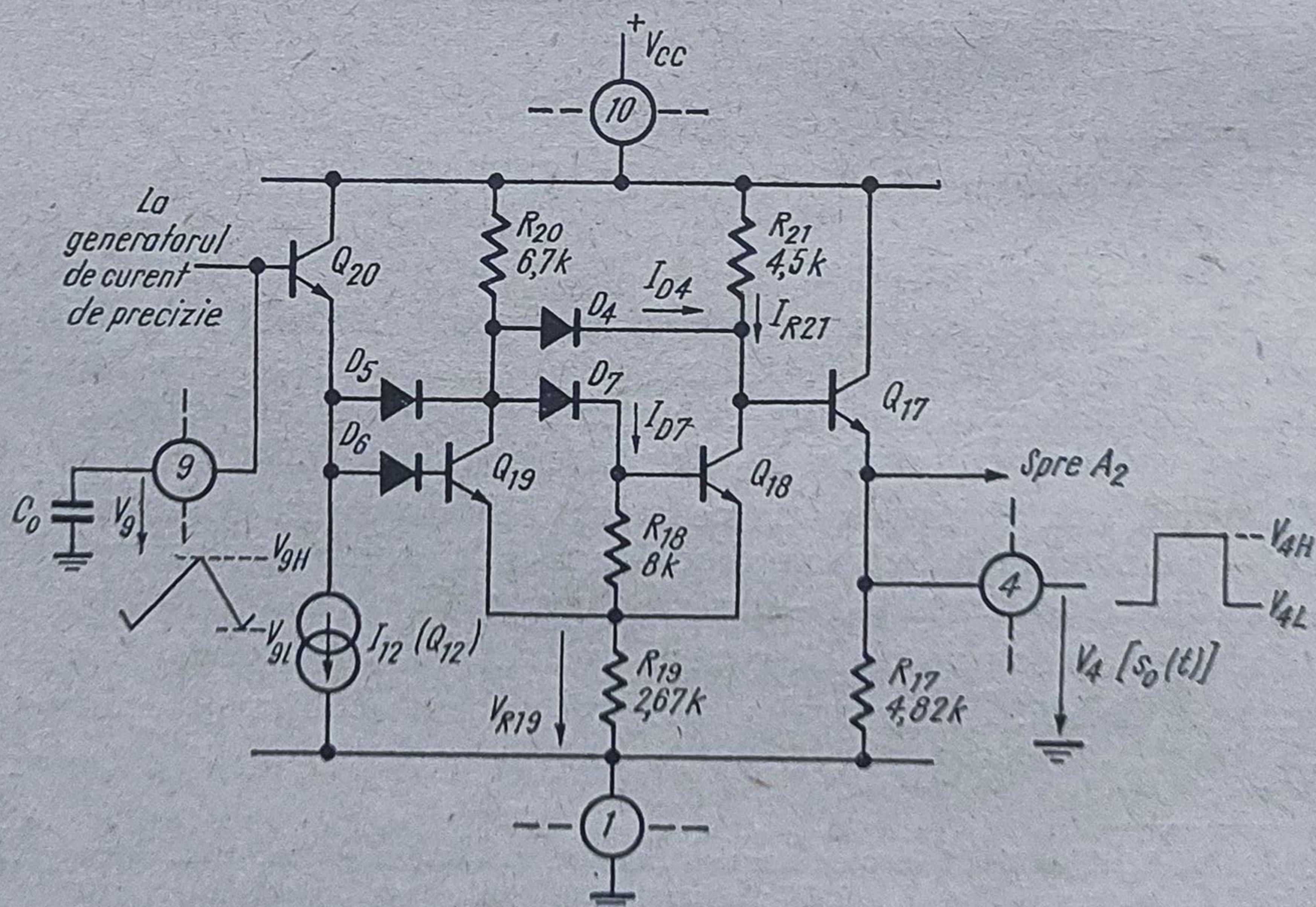
* Indicii L, H utilizați în continuare semnifică valoarea cea mai scăzută, respectiv cea mai ridicată a potențialelor V_4 și V_9 ; aceste notații vin de la cuvintele englezești *low* și *high*.



1.19 Sursele de curent constant din circuitul βE 565.



1.20 Schema bloc de principiu a OCT, formele de undă la intrarea și ieșirea triggerului Schmitt și caracteristica sa de transfer.



1.21 Schema electrică a triggerului Schmitt nesaturat.

Faptul că tranzistorul nu se saturează sau lucrează cel mult în zona de saturație incipientă rezultă imediat din considerarea relației care dă tensiunea colector-bază. De exemplu, pentru tranzistorul Q_{19}

$$V_{CB19} = V_{D6} - V_{D5} \approx 0.$$

Deoarece $V_{CB} \approx 0$ iar $V_{BE} \approx 0,65$ V rezultă $V_{CE} \approx 0,65$ V. La această valoare un tranzistor care lucrează cu $I_C \approx 0,7 \dots 1,7$ mA, nu se poate satura.

Pentru a explica funcționarea triggerului, se pleacă de la situația în care Q_{18} este deschis, iar Q_{19} este blocat. Tensiunea de ieșire din trigger V_4 are valoarea

$$V_{4L} = V_{R19} + V_{CE18} - V_{BE17}.$$

Tensiunea de prag V_{9H} este dată de relația:

$$V_{9H} = V_{BE20} + V_{D6} + V_{BE19} + V_{R19} \approx 3V_{BE} + V_{R19}.$$

Bascularea se produce în momentul în care $V_{BE19} \approx 0,65$ V.

Dacă se face aproximația uzuală a neglijării curenților de bază se obține

$$V_{R19} = R_{19}(I_{D7} + I_{D4} + I_{R21}).$$

Pentru tranzistorul deschis Q_{18} se poate face aproximația $V_{CE18} \approx V_{BE}$, datorită acțiunii diodelor de accelerare D_4 și D_7 . Rezultă:

$$I_{D7} + I_{D4} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE} - V_{R19}}{R_{20}},$$

$$I_{R21} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{R19}}{R_{21}}.$$

Înlocuind valorile numerice ale rezistențelor, rezultă

$$V_{R19} = 0,99 V_{CC} - 1,39 V_{BE} - 0,99 V_{R19}$$

sau

$$V_{R19} \approx 0,5 V_{CC} - 0,7 V_{BE}.$$

Se obține deci:

$$V_{9H} = 0,5 V_{CC} + 2,3 V_{BE}, \quad (1.88)$$

$$V_{4L} = 0,5 V_{CC} - 0,7 V_{BE}. \quad (1.89)$$

Dacă V_9 depășește pragul V_{9H} triggerul basculează și tranzistorul Q_{19} se deschide, iar tranzistorul Q_{18} se blochează. În această stare a triggerului

$$V_{4H} = V_{CC} - V_{BE} \quad (1.90)$$

și

$$V_{9L} = V_{BE20} + V_{D6} + V_{BE19} + V_{R19} \approx 3V_{BE} + V_{R19}.$$

Deoarece $V_{CE19} \approx V_{BE}$, dioda D_7 este blocată, deci

$$V_{R19} = \frac{R_{19}}{R_{19} + R_{20}} (V_{CC} - V_{BE}) = 0,28 V_{CC} - 0,28 V_{BE}$$

și

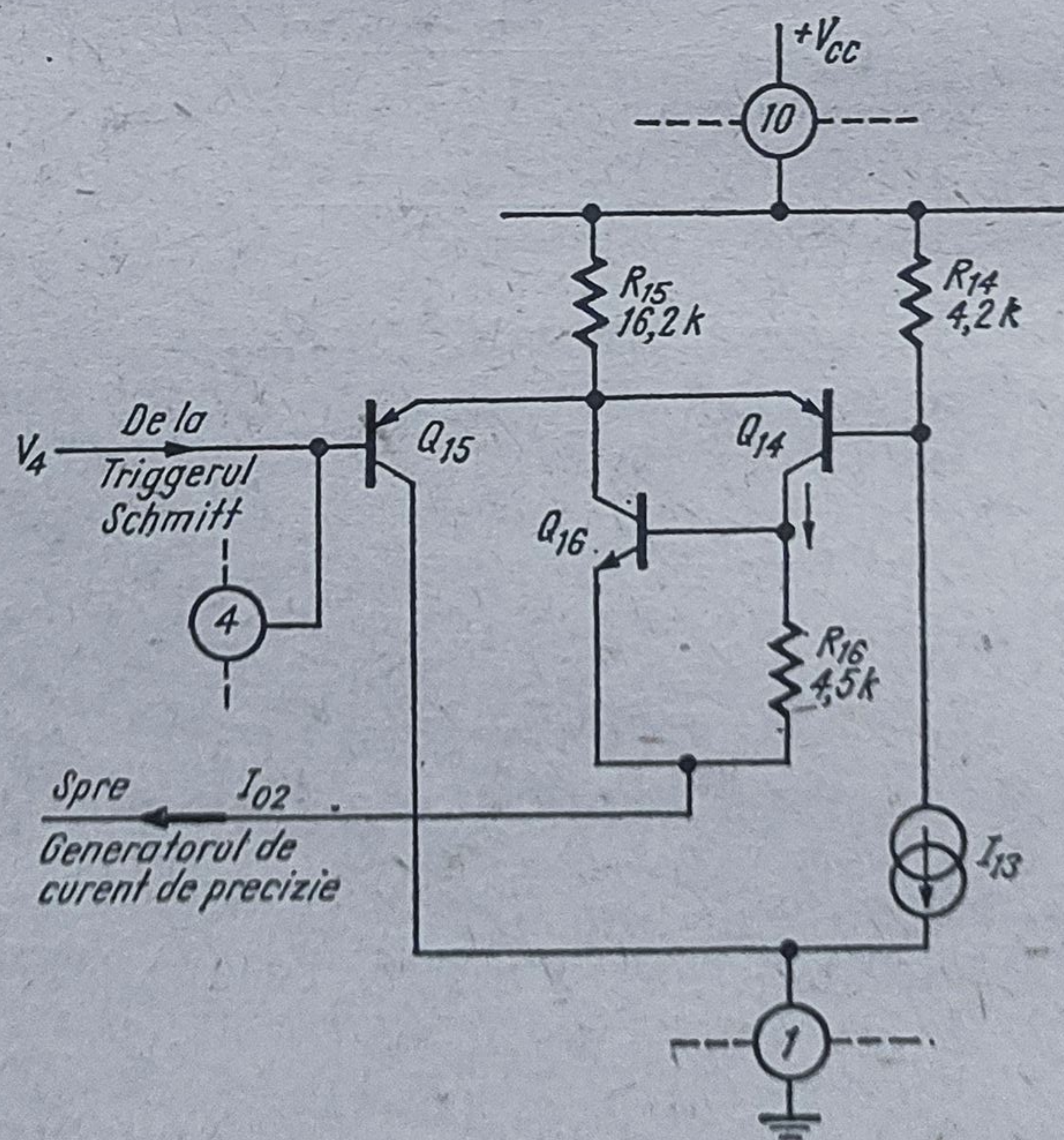
$$V_{9L} = 0,28 V_{CC} + 2,72 V_{BE}. \quad (1.91)$$

Tranzistorul Q_{17} este repetor pe emitor pentru adaptarea cu intrarea amplificatorului diferențial A_2 .

Amplificatorul A_2 .

Schema electrică este reprezentată în figura 1.22. Etajul are rolul de a separa ieșirea triggerului Schmitt de intrarea de comandă a generatorului de curent. Amplificatorul furnizează la ieșire — spre generatorul de curent de precizie — curentul I_{02} .

Tranzistoarele Q_{14} , Q_{15} , Q_{16} formează un amplificator diferențial. Grupul $Q_{14} - Q_{16}$ se comportă ca un tranzistor pnp care are o amplificare în curent practic egală cu $\beta_{14} \beta_{16}$. Această configurație este necesară din cauza performanțelor modeste (β mic) pe care le au tranzistoarele pnp laterale (de exemplu Q_{14}). Observînd că prin Q_{14} — în timpul cît conduce — trece un curent practic constant, egal cu V_{BE16}/R_{16} , rezultă că se evită funcționarea lui Q_{14} la curenți prea mici unde câștigul în curent scade simțitor.



1.22 Schema amplificatorului A_2 .

Deoarece potențialul bazei lui Q_{14} este fixat la o valoare constantă, ținând cont de I_{13} din expresia 1.84 se obține:

$$V_{B14} = V_{CC} - R_{14}I_{13} = 0,7 V_{CC} + 0,3 V_{BE}.$$

Curentul de ieșire I_{o2} va avea două valori, în funcție de valoarea tensiunii de ieșire din triggerul Schmitt.

Deoarece pentru βE 565

$$10 \text{ V} \leq V_{CC} \leq 24 \text{ V},$$

rezultă:

$$V_{4H} > V_{B14},$$

$$V_{4L} < V_{B14}.$$

Prin urmare, când $V_4 = V_{4L}$, Q_{15} este deschis, Q_{14} și Q_{16} blocate și ca atare curentul de ieșire este nul (Q_{24} din generatorul de curent de precizie blocat)

$$I_{o2L} = 0.$$

Dacă $V_4 = V_{4H}$, Q_{15} este blocat, Q_{14} și Q_{16} deschise și curentul de ieșire este

$$I_{o2H} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{B14}}{R_{15}} = 0,018 V_{CC} - 0,08 V_{BE} \text{ [mA]},$$

iar tranzistorul Q_{24} este deschis.

Generatorul de curent de precizie

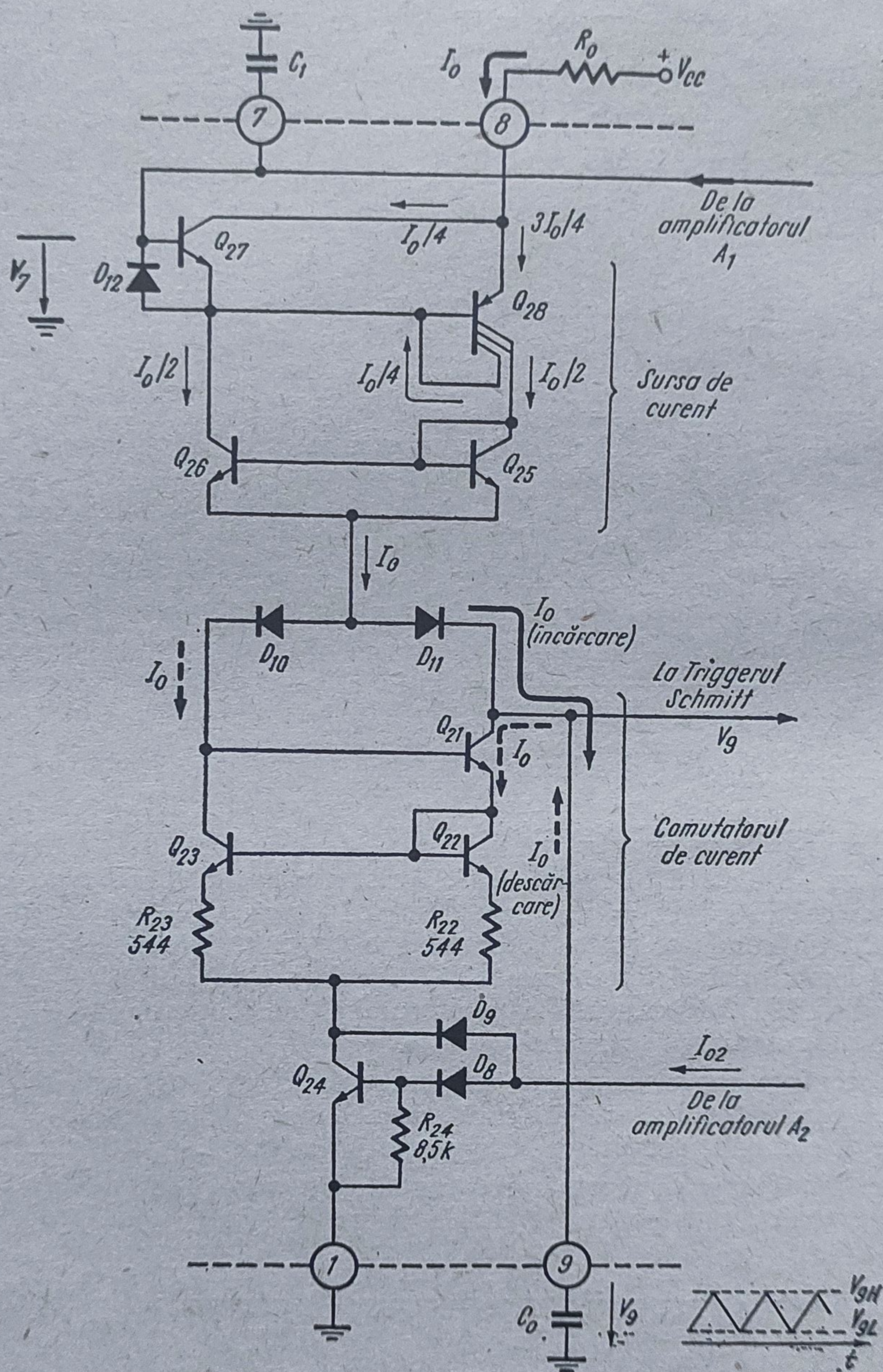
Schema este dată în figura 1.23. Acest generator furnizează curentul I_0 care încarcă (dacă $V_4 = V_{4L}$) sau descarcă (dacă $V_4 = V_{4H}$) capacitorul exterior C_0 , obținându-se astfel la borna 9 o tensiune triunghiulară, a cărei frecvență depinde de mărimea curentului I_0 (deci de R_0 , V_{CC} și V_7 — tensiunea de ieșire din FTJ), de valoarea capacitorului C_0 și de tensiunea de alimentare (prin intermediul pragurilor V_{9H} , V_{9L}).

Acest generator se compune din două părți: sursa de curent (Q_{25} , Q_{26} , Q_{27} , Q_{28}) și comutatorul de curent care schimbă sensul curentului de ieșire I_0 în funcție de comanda primită de la triggerul Schmitt.

Sursa de curent determină un curent a cărei valoare este practic proporțională cu tensiunea de control V_7 , de la ieșirea FTJ ;

$$I_0 = \frac{V_{CC} - V_{BE28} + V_{BE27} - V_7}{R_0} \simeq \frac{V_{CC} - V_7}{R_0}. \quad (1.92)$$

Tranzistorul Q_{28} este un tranzistor pnp lateral cu câștig fixat¹⁰. Curentul de colector se împarte între doi colectori unul de arie mare care dirijează spre Q_{25} curentul $I_0/2$ și unul de arie egală cu jumătate din aria celui alt care trimite spre Q_{26} curentul $I_0/4$. Câștigul în curent este astfel fixat la valoarea 2.



1.23 Schema generatorului de curent de precizie.

Preluarea curenților din colectorul lui Q_{28} și emitorul lui Q_{27} se realizează cu oglinda de curent Q_{25}, Q_{26} .

Pe lângă acest mod ingenios de preluare a curenților, oglinda de curent realizează și izolarea sursei de curent față de variațiile de tensiune care apar la ieșire ca urmare a încărcării și descărcării capacitorului C_0 — variații care ar putea infleunța valoarea curentului I_0 .

Dacă $V_4 = V_{4L}$ curentul I_{o2} este nul ($I_{o2} = I_{o2L} = 0$) și ca atare tranzistorul Q_{24} este blocat. (Rezistența R_{24} contribuie la blocarea fermă a lui Q_{24}). Dioda D_{10} este blocată și curentul I_0 este dirijat prin D_{11} (linia neîntreruptă în figura 1.23) spre C_0 . Tensiunea V_9 crește de la V_{9L} la V_{9H} .

Dacă $V_4 = V_{4H}$, $I_{o2} = I_{o2H} > 0$ și Q_{24} se deschide. Datorită prezenței diodelor D_8, D_9

$$V_{CE24} \simeq V_{BE}.$$

Oglinda de curent Q_{23}, Q_{22} (cu rezistențele $R_{22} = R_{23}$) impune ca valorile curenților lor de colector I_{23} și I_{22} să fie egale. Deci

$$I_{23} = I_{22} = I_{24}/2 = I_0$$

Observație: Egalitatea $I_{24}/2 = I_0$, se va verifica la finele acestei descrieri a comutatorului de curent.

De asemenea, în cazul $V_4 = V_{4H}$ ($V_9 = V_{9L}$) dioda D_{11} este blocată. Într-adevăr, în cel mai defavorabil caz potențialul catodului ei este

$$V_{KD11} = V_{9L} = 0,28 V_{CC} + 2,72 V_{BE}$$

(pentru valoarea lui V_{9L} vezi relația 1.91).

Potențialul catodului diodei D_{10} este

$$V_{KD10} = V_{BE21} + V_{BE22} + R_{22}I_0 + V_{CE24} \simeq 3V_{BE} + R_{22}I_0.$$

Deoarece pentru circuitul βE 565 $V_{CCmin} = 10$ V, iar $I_{0max} = 2,2$ mA, chiar în cel mai defavorabil caz $V_{KD10} = 3,15$ V $<$ $V_{KD11} = 4,57$ V.

Anozii diodelor fiind legați împreună, rezultă că se deschide dioda D_{10} , iar dioda D_{11} se blochează. Curentul I_0 este dirijat prin D_{10} în colectorul lui Q_{23} . Tranzistorul Q_{21} este deschis (își trage curentul de bază — neglijabil — din I_0) și capacitorul C_0 se descarcă prin curentul de colector al lui Q_{22} . $I_{22} = I_{23} = I_0$.

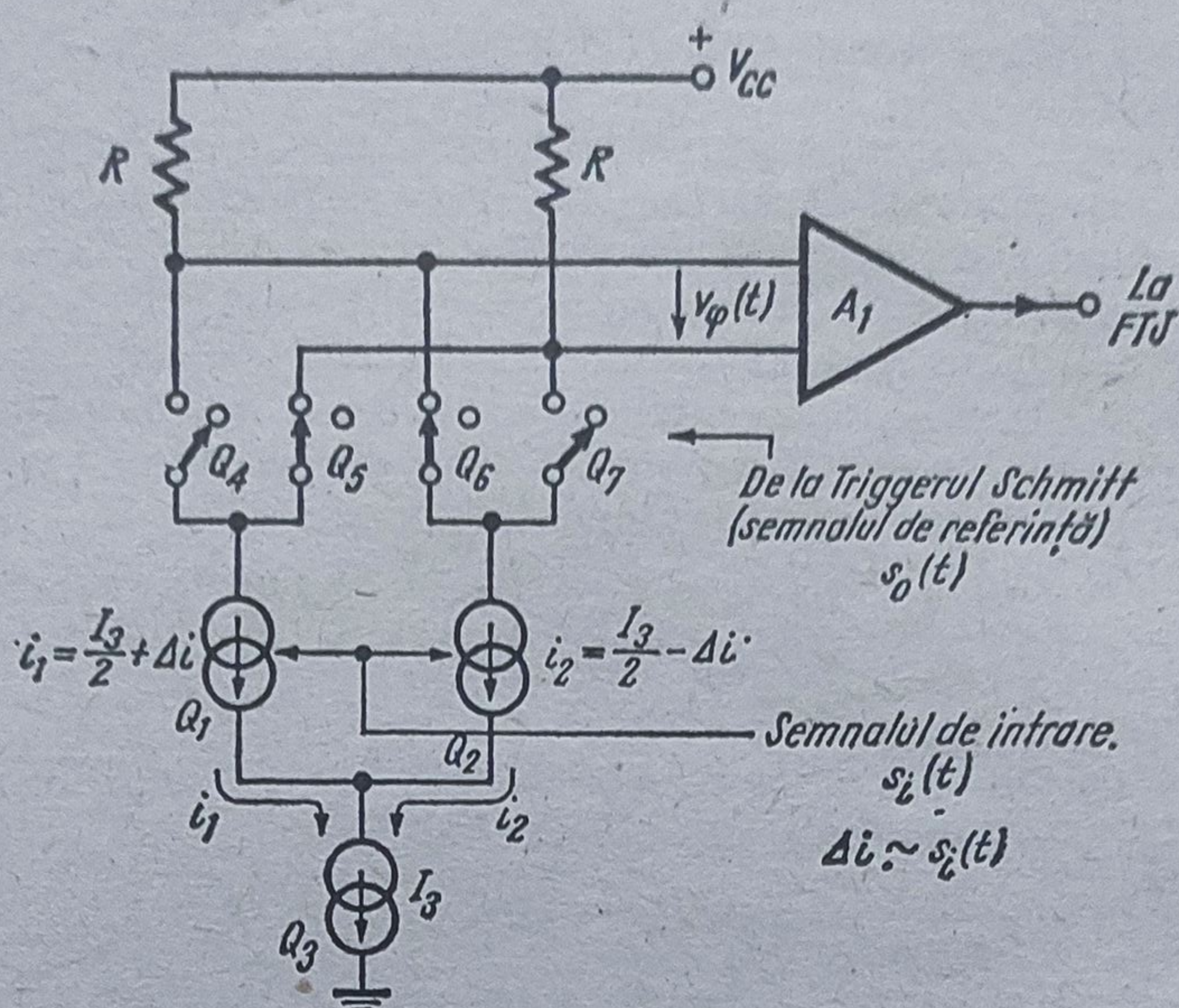
Tensiunea pe C_0 scade de la V_{9H} la V_{9L} .

Observație: Din descrierea dată funcționării generatorului de curent de precizie se constată că valoarea curentului de încărcare este egală cu foarte bună aproximație cu valoarea curentului de descărcare, tensiunea pe C_0 fiind practic triunghiulară, nu un dinte de fierăstrău.

Comparatorul de fază

Schema de principiu a comparatorului de fază — din care se poate înțelege mai ușor modul de funcționare — apare în figura 1.24.

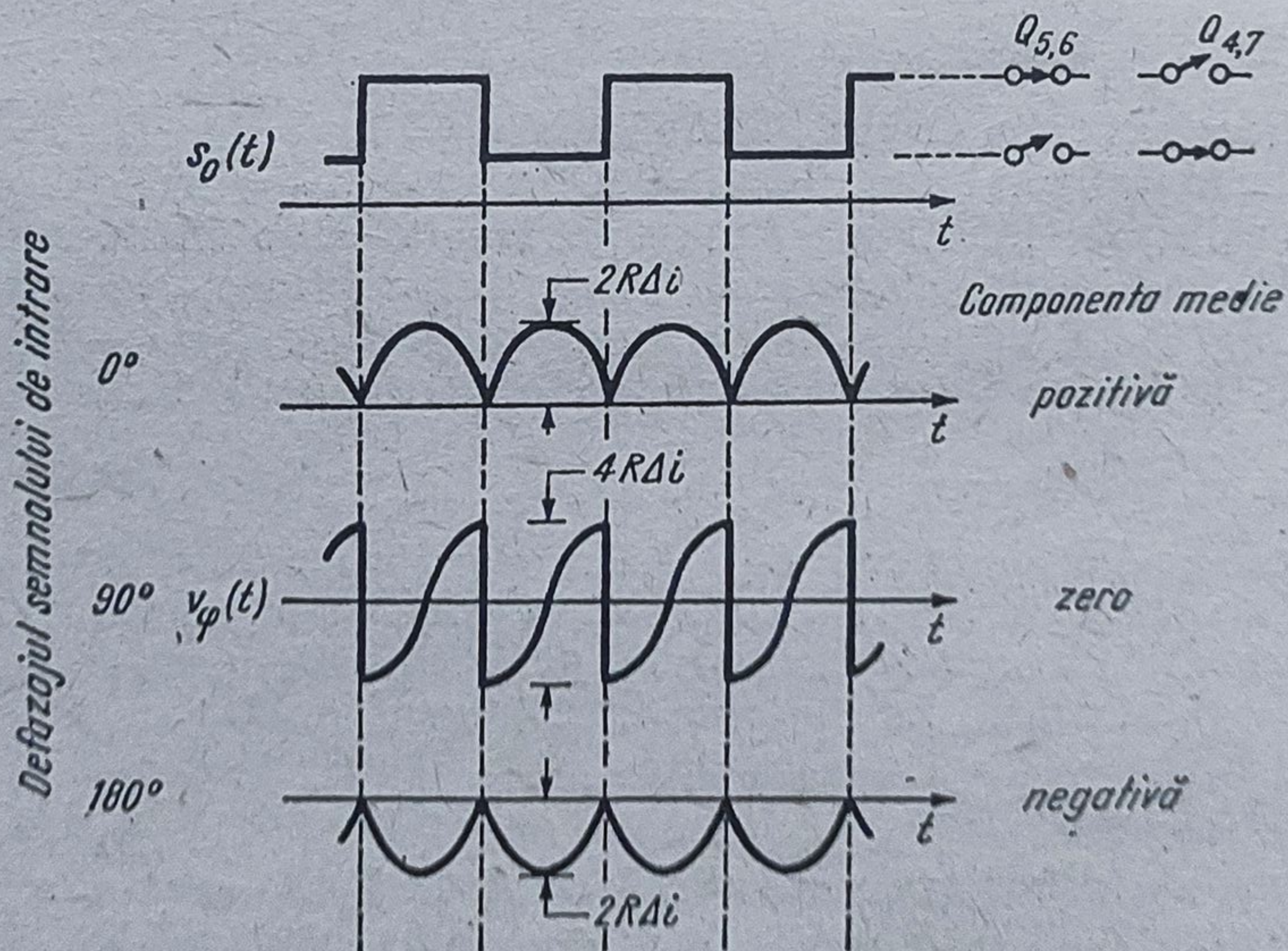
Semnalul de referință (ieșirea triggerului Schmitt) comută întrerupătoarele Q_4, Q_7 și Q_5, Q_6 în antifază. Semnalul de intrare comandă generatorul



1.24 Schema de principiu a comparatorului de fază.

de curenți Q_1 , producând o variație de curenți Δi . Deoarece $i_1 + i_2 = I_3 = \text{constant}$, variația Δi a curenților i_1 se regăsește cu semn schimbat în variația lui i_2 .

În figura 1.25 se dau — pentru a ilustra funcționarea — formele de undă ale tensiunii de ieșire $v_\varphi(t)$ din CP pentru trei valori ale defazajului: $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$. Această tensiune este amplificată de amplificatorul A_1 , obținân-

1.25 Formele de undă ale tensiunii $v_\varphi(t)$ pentru valori ale defazajului de $0^\circ, 90^\circ$ și 180° .

du-se tensiunea care se aplică FTJ . Deoarece după FTJ rămâne practic doar componenta medie $A_1 v_\Phi$, (semnalul de eroare) rezultă că pentru un circuit $\beta E 565$ sincronizat pe semnalul de intrare, valoarea nulă a semnalului de eroare implică un defazaj de 90° între $s_i(t)$ și $s_o(t)$.

Într-o tratare mai riguroasă se poate arăta că circuitul de tipul celui descris aici realizează înmulțirea semnalului de intrare cu cel de referință în conformitate cu relația

$$v_\Phi(t) = K_\Phi \cdot s(t) \cdot s_o(t) \quad (1.93)$$

Deoarece

$$s_i(t) = A \sin [\omega_0 t + \theta_i(t)],$$

iar $s_o(t)$ este un semnal dreptunghiular a cărui dezvoltare în serie Fourier este

$$s_o(t) = \varphi \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos (2n+1) [\omega_0 t + \theta_e(t)] \right]$$

relația 1.93 se poate scrie

$$v_\Phi(t) = K_\Phi A \varphi \sin \Phi(t) + \text{termeni care cad în afara benzii } FTJ. \quad (1.94)$$

Observații

1. Se reamintește notația $\Phi(t) = \theta_i(t) - \theta_e(t)$, introdusă în § 1.2.1; defazajul între semnalul de la ieșirea OCT și cel de la intrare este $\Phi + \pi/2$ — vezi și pagina 15;

2. Amplitudinea φ a semnalului $s_o(t)$, pentru circuitul $\beta E 565$, este dată de

$$\varphi = V_{4H} - V_{4L}. \quad (1.95)$$

Semnalul $v_\Phi(t)$ se aplică amplificatorului A_1 a cărui rezistență de ieșire R_1 împreună cu componentele exterioare cipului și conectate între terminul 7 și masă constituie FTJ .

Defazajul între semnalul de la ieșirea OCT și cel de la intrare [respectiv $s_i(t)$ și $s_o(t)$] este $\Phi + \pi/2$ (vezi nota din subsolul paginii 15).

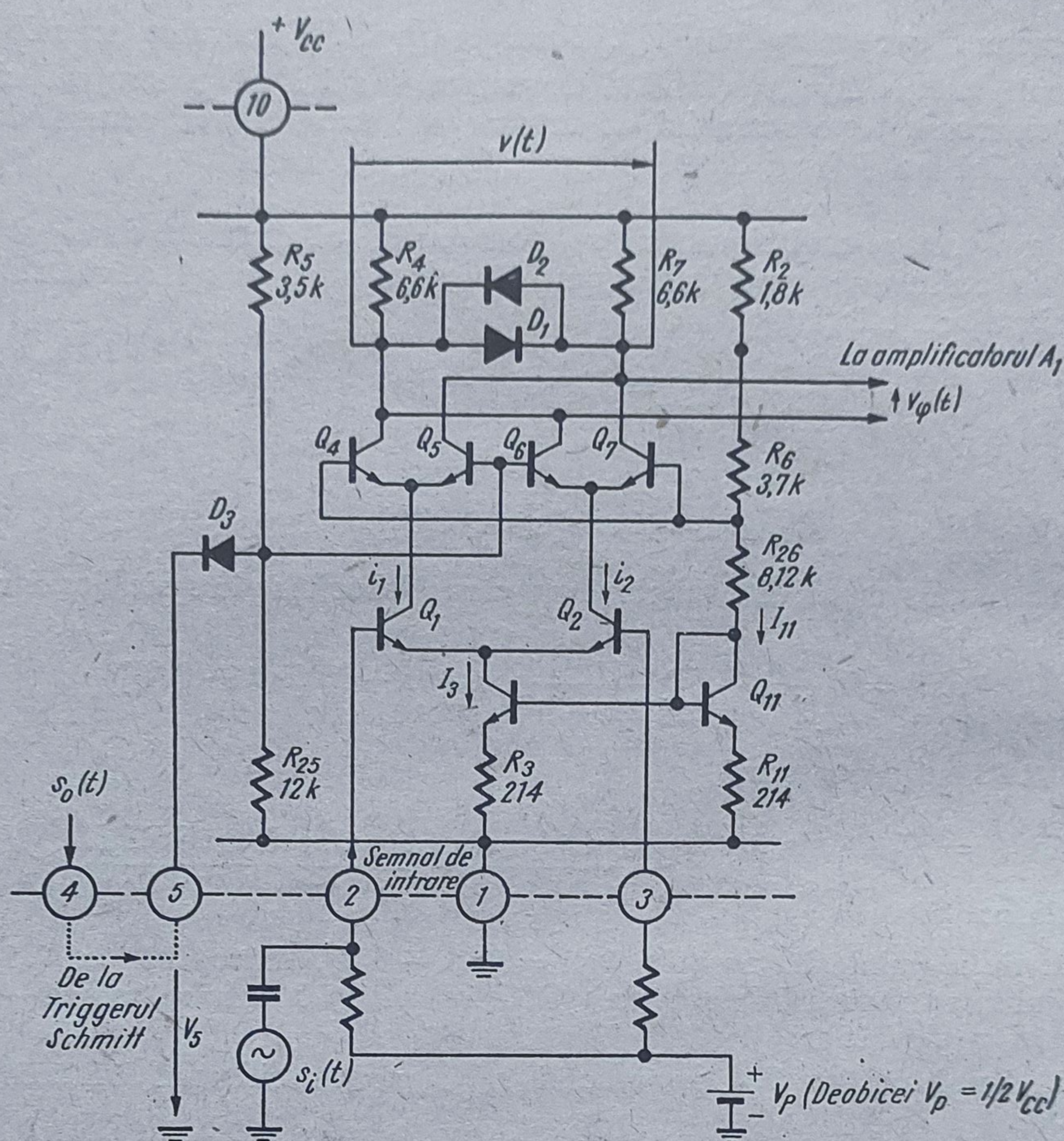
Evident, în absența lui $s_i(t)$ și/sau a lui $s_o(t)$ rezultă $v_\Phi(t) = 0$.

Schema electrică a comparatorului de fază este dată în figura 1.26.

În continuare se va verifica că schema din figura 1.26 realizează exact funcționarea descrisă pe schema de principiu.

În absența semnalului de referință potențialul bazelor tranzistoarelor Q_5, Q_6 este

$$V_{B5,6} = \frac{R_{25}}{R_5 + R_{25}} \cdot V_{CC} \simeq 0,7 V_{CC}$$



1.26 Schema electrică a comparatorului de fază.

iar potențialul bazelor tranzistoarelor Q_4, Q_7 este:

$$V_{B4,7} = V_{CC} - I_{11}(R_2 + R_6);$$

cu I_{11} din relația 1.84 rezultă:

$$V_{B4,7} = 0,63 V_{CC} - 0,3 V_{BE}.$$

Se observă că și pentru cazul cel mai defavorabil $V_{CC} = V_{CC\min} = 10 \text{ V}$

$$V_{B5,6} > V_{B4,7}$$

deci Q_5, Q_6 sînt deschise, iar Q_4, Q_7 blocate.

Polarizarea de c.c. a tranzistoarelor Q_1, Q_2 se face prin conectarea la terminalele 2, 3, a unei surse de polarizare V_P , prin două rezistențe egale. De obicei $V_P = V_{CC}/2$ și se realizează printr-un divizor de tensiune, dat fiind curentul mic absorbit pe bazele lui Q_1, Q_2 .

La aplicarea semnalului de referință perechile Q_5, Q_6 și Q_4, Q_7 trebuie să conducă și să fie blocate succesiv.

Dacă

$$V_5 > V_{5H} = V_{B5.6} \simeq 0,7 V_{CC}$$

dioda D_3 este blocată, tranzistoarele Q_5, Q_6 deschise, iar tranzistoarele Q_4, Q_7 blocate.

Dacă

$$V_5 < V_{5L} = V_{B4.7} - V_{D3} \simeq 0,63 V_{CC} - 1,3 V_{BE}$$

tranzistoarele Q_5, Q_6 se blochează, tranzistoarele Q_4, Q_7 sînt deschise, iar dioda D_3 conduce.

În marea majoritate a aplicațiilor semnalul de referință se ia chiar de la ieșirea triggerului Schmitt; acest lucru nefiind obligatoriu, în figura 1.26 legătura între terminalele 4, 5 s-a indicat punctat. În acest caz, conform relațiilor 1.89 și 190.

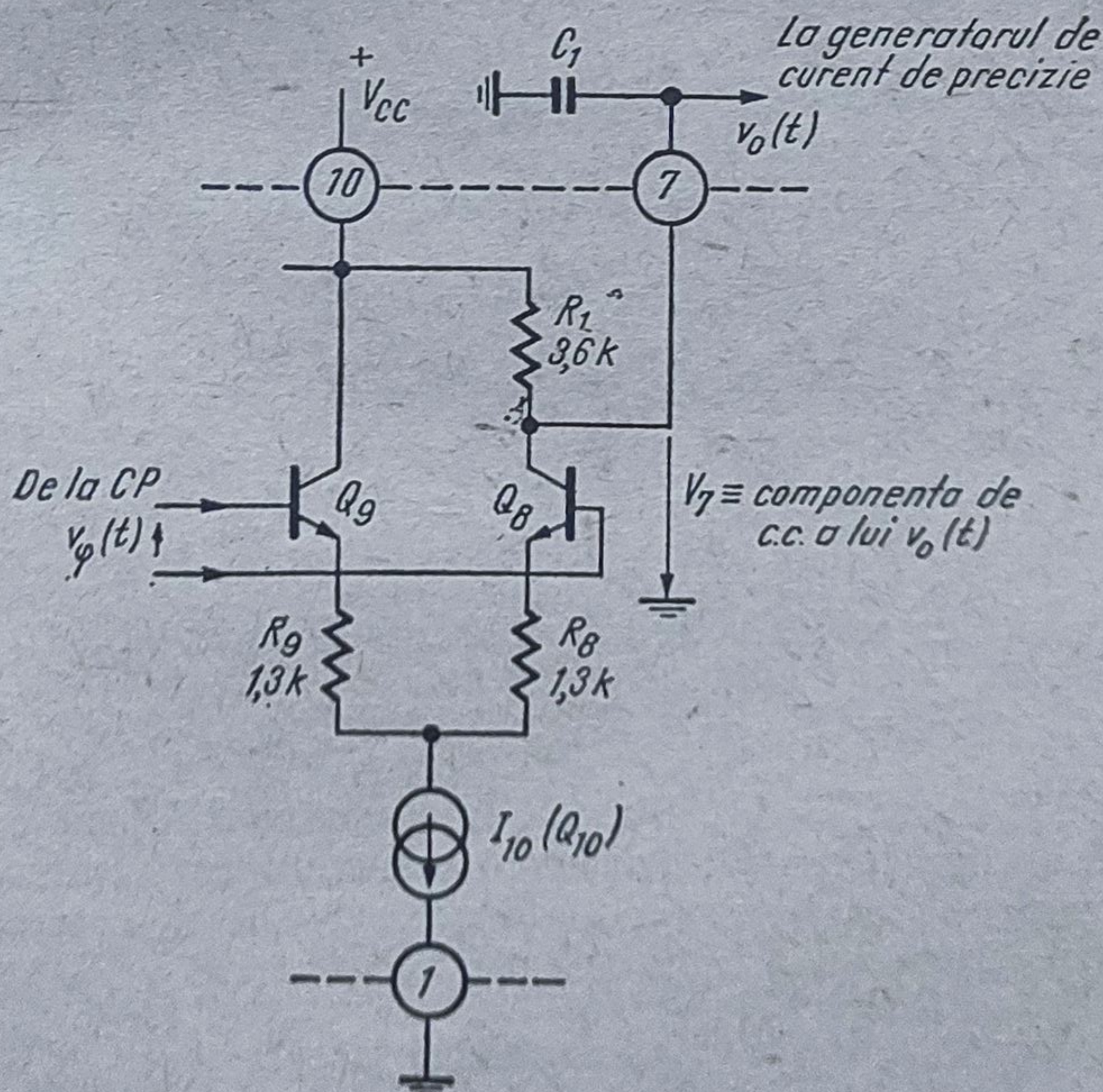
$$V_{4H} = V_{CC} - V_{BE} > V_{5H},$$

$$V_{4L} = 0,5 V_{CC} - 0,7 V_{BE} < V_{5L}$$

și schema comută normal.

Amplificatorul A_1

În figura 1.27 este reprezentată schema electrică a amplificatorului A_1 . Acesta este un etaj diferențial care amplifică semnalul $v_\phi(t)$ de la ieșirea CP.



1.27 Schema electrică a amplificatorului A_1 .

Rezistența de ieșire a etajului $R_1 = 3,6 \text{ k}\Omega$ împreună cu condensatorul C_1 exterior circuitului integrat constituie în mod uzual FTJ al circuitului PLL .

Tensiunea pe terminalul 7 este dată de relația:

$$v_o(t) = V_7 + G_1 \overline{v_\phi(t)}, \quad (1.95)$$

unde G_1 este câștigul etajului A_1 , iar V_7 compineta continuă a semnalului la terminalul 7. Mediarea se datorește grupului $R_1 C_1$ și s-a notat cu bară superioară.

Dacă CP nu primește semnal de referință sau semnal de intrare, $v_\phi(t) = 0$ și $v_7(t) = V_7$.

Ținând cont de relațiile 1.93 și 1.94 rezultă

$$v_o(t) = V_7 + G_1 \cdot A \cdot v \cdot K_\phi \sin \Phi(t);$$

$v_o(t)$ se numește semnal de eroare și este de forma:

$$v_o(t) = V_7 + \text{const. } A \cdot \sin \Phi(t).$$

Acest semnal comandă OCT . Dacă amplitudinea A a semnalului de intrare $s_i(t)$ este suficient de mare pentru ca tranzistoarele Q_1 și Q_2 din CP să lucreze în limitări, atunci A devine o constantă. În acest caz semnalul pe eroare va fi

$$v_o(t) = V_7 + K_D \sin \Phi(t)$$

unde

$$K_D = G_1 \cdot A \cdot \varphi \cdot K_\phi$$

este definit ca „sensibilitatea CP ” și se exprimă în V/rad ; pentru $\beta E 565$ are valoarea tipică de $0,68 \text{ V/rad}$.

Valoarea potențialului V_7 se calculează astfel; deoarece

$$I_8 = I_9 = I_{10}/2 = I_{11}/2$$

în conformitate cu valoarea lui I_{10} dată de 1.84, rezultă:

$$V_7 = V_{cc} - R_1 \cdot \frac{I_{10}}{2} \simeq 0,88 V_{cc}. \quad (1.96)$$

De asemenea, examinînd figura 1.19 se deduce:

$$V_6 = V_{cc} - R_2 I_{11} \simeq 0,88 V_{cc}$$

Deci, la echilibru $V_6 = V_7$. Terminalul 6 poate fi folosit ca o ieșire de referință, avînd același potențial de curent continuu cu terminalul 7.

În acest punct al analizei se pot deduce relațiile de calcul pentru unii dintre parametrii electricei ai circuitului $\beta E 565$.

● Amplitudinea semnalului triunghiular φ_0 :

$$\varphi_0 = (V_{oH} - V_{oL});$$

conform relațiilor 1.88, respectiv, 1.91 rezultă:

$$\mathcal{V}_9 \simeq 0,22 V_{CC} - 0,42 V_{BE}. \quad (1.97)$$

● *Amplitudinea semnalului dreptunghiular v_4 (\mathcal{V} este amplitudinea semnalului $s_o(t)$ de la ieșirea OCT).*

$$\mathcal{V} = (V_{4H} - V_{4L});$$

conform relațiilor 1.90 respectiv 1.89 rezultă:

$$\mathcal{V} \simeq 0,5 V_{CC} - 0,3 V_{BE} \quad (1.98)$$

● *Frecvența de oscilație liberă a OCT, f_0 .* Conform relației 1.92, curentul debitat de generatorul de curent este:

$$I_0 = \frac{V_{CC} - V_7}{R_0}$$

unde rezistența R_0 este exterioară circuitului integrat (vezi figura 1.23). Ținând cont de valoarea lui V_7 dedusă de la 1.96 rezultă:

$$I_0 \simeq \frac{V_{CC} - 0,88 V_{CC}}{R_0} = \frac{0,12 V_{CC}}{R_0};$$

iar frecvența de oscilație liberă;

$$f_0 = \frac{I_0}{2C_0(V_{9H} - V_{9L})} = \frac{I_0}{2C_0 \mathcal{V}_9},$$

Înlocuind expresia pentru amplitudinea semnalului triunghiular \mathcal{V}_9 , dată de relația 1.97 rezultă expresia frecvenței de oscilație liberă (f_0):

$$f_0 \simeq \frac{\frac{0,12 V_{CC}}{R_0}}{2C_0 V_{CC} \left(0,22 - 0,42 \frac{V_{BE}}{V_{CC}} \right)}$$

Deoarece chiar în cazul în care $V_{CC} = V_{CCmin} = 10 \text{ V}$

$$0,42 \frac{V_{BE}}{V_{CC}} \simeq 0,026,$$

acest termen se poate neglija față de 0,22 (primul termen al parantezei de la numitor) și se obține

$$f_0 \simeq \frac{0,27}{R_0 C_0}.$$

Firmele care produc circuite identice cu $\beta E 565$, dau de obicei relația de mai sus sub forma

$$f_0 \simeq \frac{1}{3,7 R_0 C_0}.$$

1.4.2. Caracterizarea electrică a circuitului $\beta E 565$

În § 1.2 au fost prezentați parametrii electrici care caracterizează circuitele PLL.

În cele ce urmează se reamintesc pe scurt acești parametri și se dă foaia de catalog a circuitului $\beta E 565$.

- *Frecvența de oscilație liberă (f_0)*. Este frecvența semnalului $s_o(t)$ furnizat de OCT în absența semnalului la intrare ($s_i(t) = 0$).

- *Unghiul de eroare $[\Phi(t)]$* . Este diferența de fază dintre semnalul de intrare $s_i(t)$ și semnalul de referință $s_o(t)$.

- *Starea staționară a circuitului*. Este starea de sincronism pentru $\omega_i = \omega_e = \omega_0$. În această stare $s_o(t)$ este defazat cu $\pi/2$ față de $s_i(t)$.

- *Semnalul de eroare*. Este semnalul de la ieșirea FTJ care comandă OCT. Se notează cu $v_o(t)$.

- *Sensibilitatea OCT*. Este definită ca variația pulsației semnalului de la ieșirea OCT raportată la variația tensiunii de intrare. Se notează cu K_o și se exprimă în rad/sV.

- *Sensibilitatea CP*. Este dată de raportul dintre variația tensiunii de ieșire din CP (pentru $\beta E 565$ amplificată și de A_1) și variația de fază a semnalului de intrare față de semnalul de referință. Se notează cu K_D și se exprimă în V/rad.

- *Cîștigul de curent continuu al buclei*. Este produsul $K_o K_D F(s)$, unde $F(s)$ este funcția de transfer a FTJ. În cazul cel mai frecvent, în banda filtrului $F(s) = 1$. Cîștigul de curent continuu se notează cu K_A și se exprimă în s^{-1} . Rezultă că dacă amplitudinea A a semnalului de intrare $s_i(t)$ este îndeajuns de mare pentru ca CP să lucreze în limitare (pentru $\beta E 565$, $A \gtrsim 100$ mV) și pentru domeniul de frecvențe pentru care $F(s) = 1$, $K_A = K_o \cdot K_D$.

- *Banda de captură, B_c* . Dacă $s_i(t)$ are amplitudinea A suficient de mare și dacă frecvența sa f_i se află în interiorul benzii B_c , bucla acționează în așa fel încît $f_e = f_i$.

Banda de captură este centrată pe f_0 .

- *Banda de urmărire B_u* . Odată sincronizat circuitul, frecvența OCT poate urmări frecvența f_i a semnalului de la intrare, atît timp cît f_i se află în interiorul benzii B_u . Este de asemenea centrată pe f_0 și de regulă mai mare ca banda de captură.

Mărimile electrice care caracterizează global circuitul $\beta E 565$ sînt specificate în foaia de catalog prezentată în continuare. Principalele caracteristici electrice se dau în tabelul 1.2.

În tabelul 1.3 se prezintă mărimile electrice care caracterizează principalele blocuri constructive ale circuitului integrat PLL $\beta E 565$, precum și cele care caracterizează funcționarea în buclă închisă.

În legătură cu mărimile prezentate în tabelul 1.3 se impun următoarele precizări:

- K_D are valoarea din tabel atunci când semnalul de intrare are amplitudinea $A \geq 100$ mV în așa fel încît tranzistoarele Q_1, Q_2 ale CP să lucreze în limitări;
- K_A are valoarea din tabel când este îndeplinită atît condiția de mai sus, cît și condiția $F(s) = 1$ pentru funcția de transfer a FTJ;
- De fapt relațiile care dau factorul de atenuare și frecvența naturală f_n și care permit calculul benzilor B_c și B_u au fost deduse la § 1.2.5: relațiile 1.41, 1.42 și 1.43.

1.4.3. Măsurări la fabricant

Schema electrică a circuitului cu care se fac măsurările la fabricant este dată în figura 1.28.

Aceste măsurări se fac la finele procesului de fabricație pentru fiecare circuit în parte și constau în verificarea tuturor mărimilor electrice de catalog.

Amplificatorul operațional A_1 asigură tensiunea de alimentare pozitivă $V^+ = 6$ V și totodată funcționează ca un convertor curent-tensiune.

Amplificatorul operațional A_2 lucrează ca detector de vîrf (pentru tensiuni pozitive), iar A_3 ca amplificator diferențial (rezistențele de 56 k Ω și 560 k Ω sînt de 0,5%) cu o amplificare diferențială de 10.

Cu tranzistorul Q se realizează un repetor pe emitor, necesar atacului detectorului de vîrf, deoarece impedanța de ieșire la terminalul 9 are o valoare ridicată.

Măsurarea tensiunilor se face cu voltmetrul V (de preferință digital); F este un frecvențmetru digital utilizat de fapt pentru măsurarea duratei unei semialternanțe a semnalului dreptunghiular.

Frecvența de oscilație liberă este de 10 kHz, lucru realizat prin alegerea potrivită a valorilor $R_0 \simeq 3,7$ k Ω și $C_0 = 10$ nF ($f_0 \approx \frac{1}{3,7R_0C_0} \approx 10^4$ Hz).

a) *Curentul de alimentare I_{10} (K_1 închis)*

Nu se aplică semnal la intrare.

Se citește tensiunea V_1 .

$$V_1 = 6 + 0,33 I_{10},$$

unde I_{10} este în mA, iar V_1 în V.

Deci îndeplinirea condiției $I_{10} \leq 12,5$ mA este echivalentă cu verificarea faptului că

$$V_1 \leq 10 \text{ V}.$$

βE 565

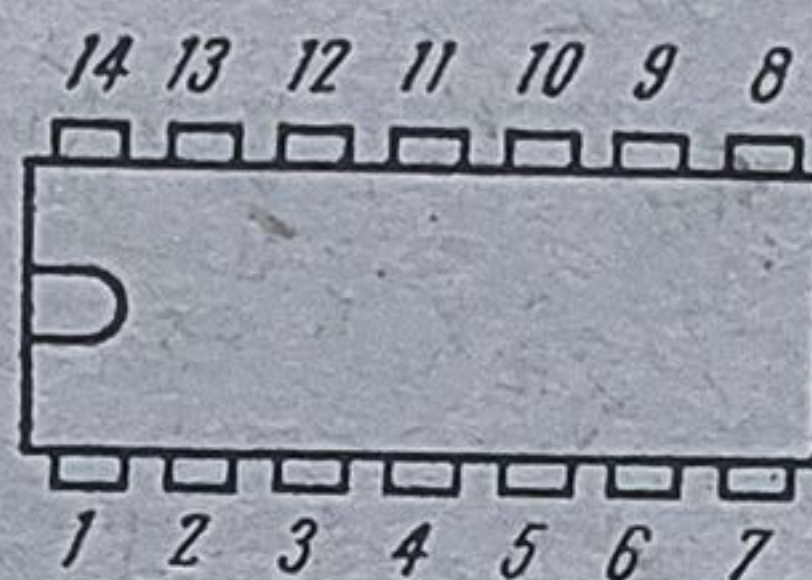
Tabelul 1.2

Bucă cu calare de fază (PLL)

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	$\pm 12V$
Tensiunea diferențială la intrare	$\pm 1V$
Temperatura maximă a joncțiunii	$+125^{\circ}C$
Puterea disipată	300 mW
Gama temperaturilor de funcționare	0 ... $70^{\circ}C$
Gama temperaturilor de stocare	$-25^{\circ}C$... $125^{\circ}C$

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsulă TO-116

vedere de sus

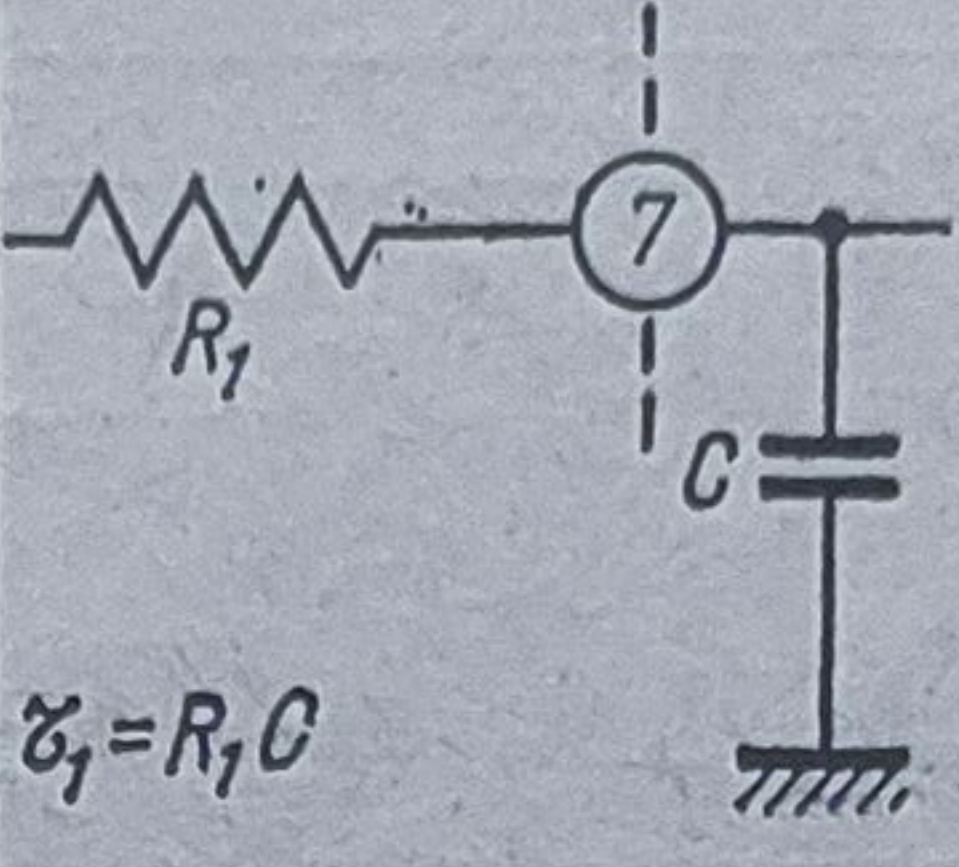
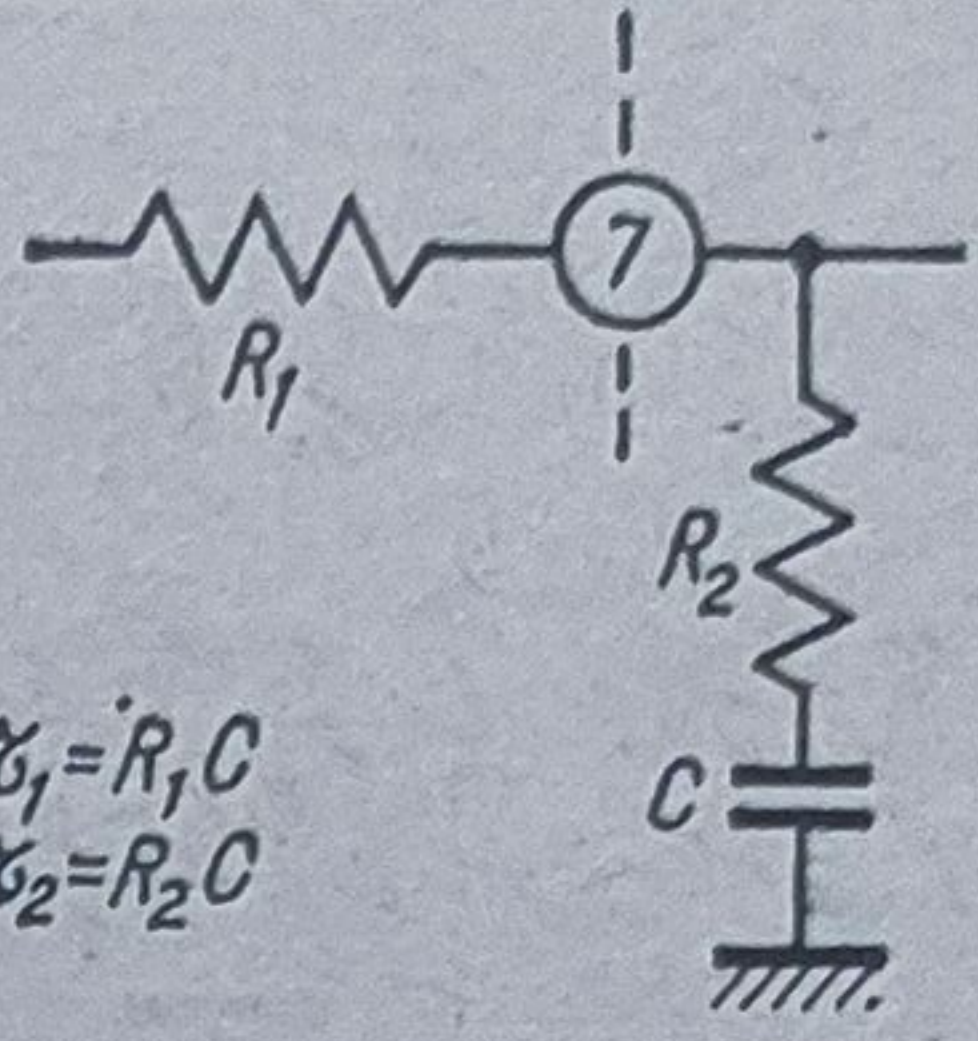
- | | |
|----------------------------------|--|
| 1. V^+ (sau $+V_{CC}$) | 8. Rezistența de stabilire a frecvenței OCT |
| 2. } Intrările CP | 9. Capacitatea de stabilire a frecvenței OCT |
| 3. } | 10. V^- (sau masă) |
| 4. Ieșirea OCT | 11. Neconectat |
| 5. Intrarea de referință a CP | 12. Neconectat |
| 6. Tensiune de referință de c.c. | 13. Neconectat |
| 7. Tensiunea de control a OCT | 14. Neconectat |

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^{\circ}C$, $V^+ = 6V$, $V^- = -6V$)

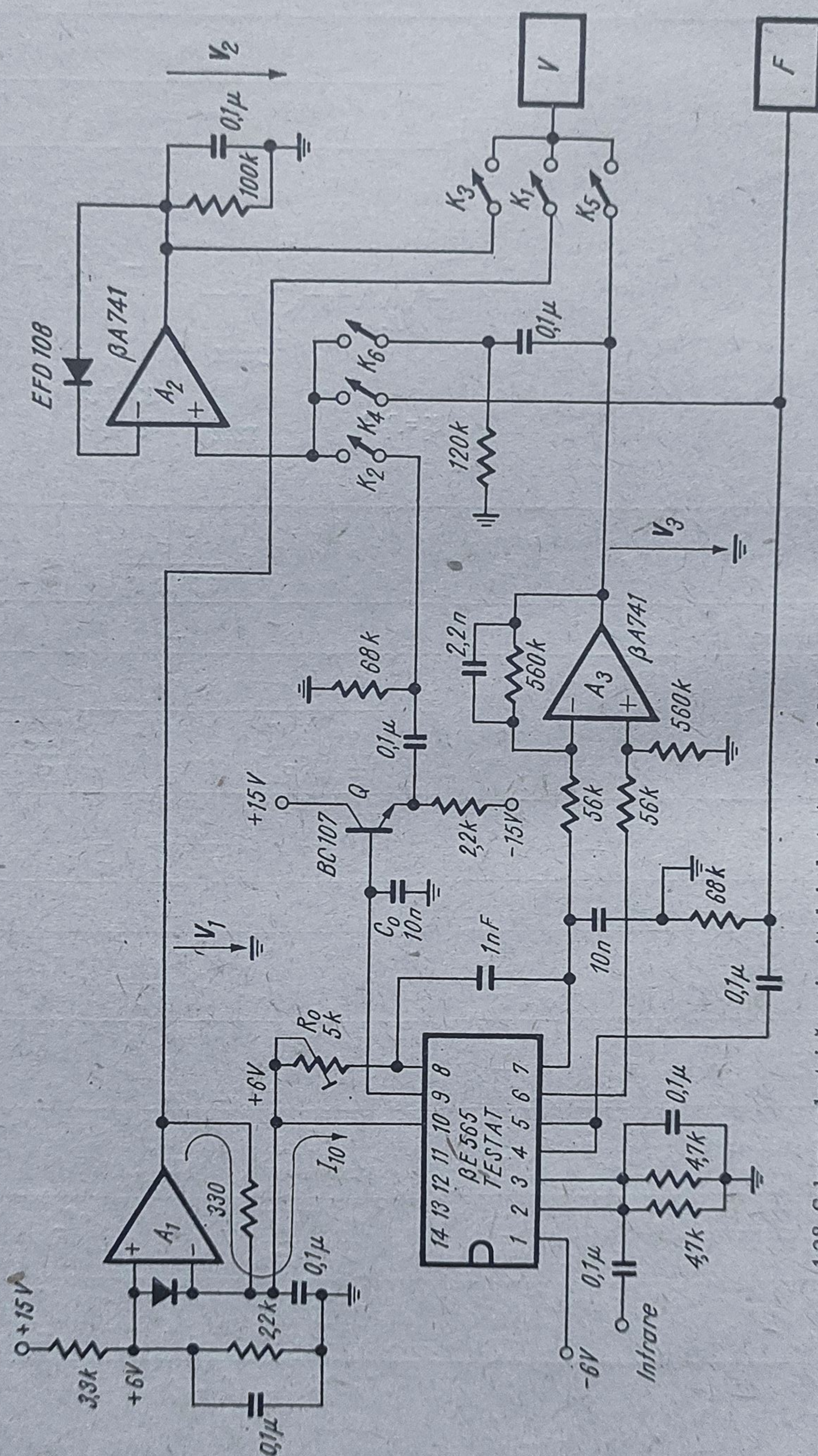
Parametrul	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare			8	12,5	mA
Frecvența maximă a OCT	$C_0 = 2,7pF$	300	500		kHz
Coeficientul de temperatură al OCT			200	500	ppm/ $^{\circ}C$
Amplitudinea semnalului triunghiular (terminalul 9)		2	2,4	3	V_{VV}
Amplitudinea semnalului dreptunghiular (terminalul 4)		4,7	5,4	5,9	V_{VV}
Factorul de umplere al semnalului dreptunghiular		40	50	60	%
Amplitudinea semnalului demodulat	$f_0 = 10 \text{ kHz}$ $\Delta f = 10\% f_0$	200	300	400	mV_{VV}
Tensiunea de decalaj la ieșire $V_7 - V_6$	semnal de intrare nul		50	200	mV

Notă: Aceste caracteristici sînt măsurate în circuitul de test din figura 1.28.

Mărimile electrice caracteristice ale circuitului $\beta E 565$

Mărimea	Simbol	Unități	Relația de calcul	
			Structura FTJ	
				
Frecvența de oscilație liberă	f_0	Hz	$\frac{1}{3,7 R_0 C_0}$	
Semnalul de eroare	$v_o(t)$	V	—	
Banda de captură	B_c	Hz	$2\sqrt{2}f_n$	
Banda de urmărire	B_u	Hz	$16 \frac{f_0}{V_{CC}} = 2 \frac{k_A}{\pi}$	
Unghiul de eroare	$\Phi(t)$	rad	—	
Sensibilitatea OCT*	K_o	$\frac{\text{rad/s}}{\text{V}}$	$54 \frac{f_0}{V_{CC}}$	
Sensibilitatea CP	K_D	$\frac{\text{V}}{\text{rad}}$	0,68	
Ciștigul de c.c. al buclei de reacție	K_A	$\frac{1}{\text{s}}$	$36 \frac{f_0}{V_{CC}}$	
Factorul de atenuare al buclei**	ζ	—	$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{k_A \tau_1}}$	$\pi f_n \left(\tau_1 + \frac{1}{k_A} \right)$
Frecvența naturală a buclei	f_n	Hz	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_A}{\sigma_1}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_A}{\tau_1 + \tau_2}}$

* V_{CC} este dată în volți.** De obicei $\tau_2 \gg \frac{1}{K_A}$



1.28 Schema electrică a circuitului de testare la fabricant a circuitului integrat PLL β E 565.

b) *Amplitudinea semnalului triunghiular*

Nu se aplică semnal la intrare, K_2 și K_3 închise.

Semnalul triunghiular se obține la bornele capacitorului C_0 , terminalul 9. Tensiunea V_2 este egală cu amplitudinea excursiei pozitive a semnalului triunghiular. Măsurându-se numai vârful pozitiv, rezultă că se va pune condiția

$$V_2 \geq 1V.$$

c) *Amplitudinea semnalului dreptunghiular*

Nu se aplică semnal la intrare, K_3 , K_4 închise.

Măsurarea decurge identic cu cea de la semnalul triunghiular.

Se pune condiția

$$V_2 \geq 2,35 V.$$

d) *Factorul de umplere*

Nu se aplică semnal la intrare.

Frecvența liberă de oscilație fiind $f_0 = 10$ kHz se citește pe F , durata T a semialternanței pozitive a semnalului dreptunghiular, și se pune condiția

$$40 \mu s \leq T \leq 60/\mu s.$$

e) *Tensiunea de decalaj la ieșire (K_5 închis)*

Nu se aplică semnal la intrare

Tensiunea de decalaj la ieșire $|V_7 - V_6|$ este amplificată de 10 ori de către amplificatorul diferențial. Rezultă că trebuie satisfăcută condiția

$$|V_3| \leq 2V.$$

b) *Amplitudinea semnalului demodulat (K_3 , K_6 închise)*

La intrare se aplică un semnal modulat în frecvență cu purtătoarea de 10 kHz, frecvența modulatorie 250 Hz și $\Delta f = 1$ kHz.

Amplitudinea semnalului MF trebuie să fie mai mare de $200 mV_{rr}$.

Semnalul demodulat rezultă la terminalul 7. Ținând cont de faptul că amplificatorul diferențial amplifică cu 10, rezultă următoarea condiție pentru tensiunea V_2 :

$$V_2 \geq 1V.$$

1.4.4. *Măsurări la utilizator*

Aceste măsurări sînt de regulă simple și dau numai o informație globală asupra funcționării circuitului fără să asigure însă încadrarea strictă a parametrilor în specificațiile de catalog.

Pentru verificări rapide — pe masă cu minimum de mijloace — ale unui circuit integrat $PLL \beta E$ 565 se poate utiliza schema din figura 1.29.

1.5. Aplicații tipice ale circuitului integrat PLL βE 565

1.5.1. Demodulator MF

Datorită bunei liniarități a OCT, circuitul βE 565 poate fi utilizat ca demodulator MF. Distorisiunile armonice pentru o deviație de frecvență de $\pm 0,1 f_p$ au o valoare tipică de 0,2%. De asemenea, dacă banda de zgomot este suficient de îngustă circuitul permite demodularea semnalelor MF puternic afectate de zgomot.

În figura 1.30 s-a reprezentat un demodulator MF pentru un semnal avînd:

$$\begin{aligned} f_p &= 15 \text{ kHz}, \\ \Delta f/f_p &= \pm 7,5\%, \\ f_m &= 220 \text{ Hz}. \end{aligned}$$

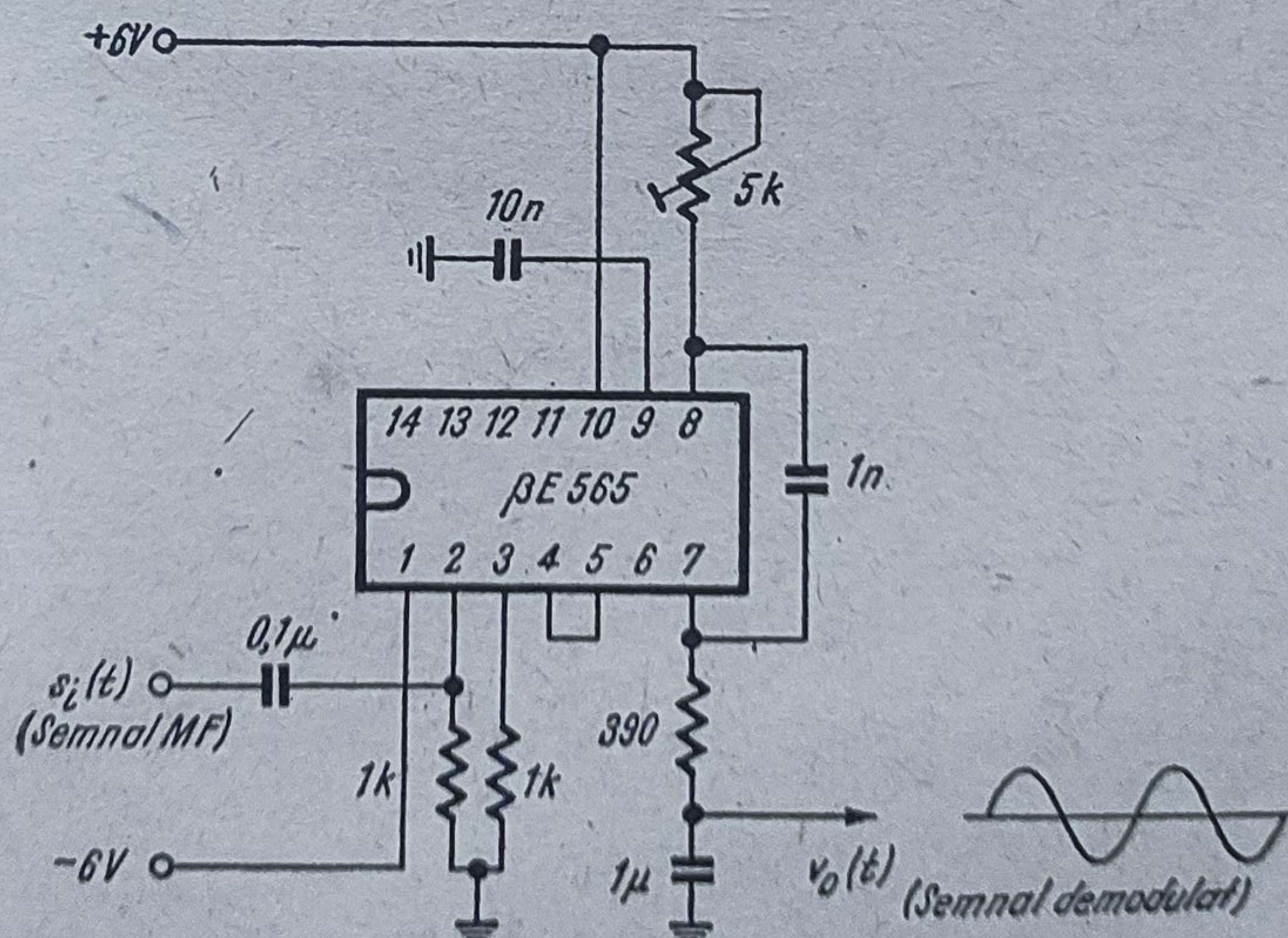
Această aplicație constituie un bun exemplu de punere în practică a considerentelor generale de proiectare a elementelor buclei tratate în § 1.3.

Din § 1.3 se știe că eroarea de fază în ipoteza benzii de zgomot minime ($\tau_2 = \sqrt{AK(\tau_1 + \tau_2)^{-1}} = \omega_n$) este dată pentru un semnal sinusoidal de relația:

$$\Phi(t) = \frac{\Delta\omega \cdot \omega_m}{\omega_n^2} \sin(\omega_m t + \varphi).$$

În aceste condiții media pătratică a erorii de fază are expresia

$$E\{\Phi^2(t)\} = \frac{N_0\omega_n}{2A^2} + \frac{\Delta\omega^2\omega_m^2}{4\omega_n^4}.$$



1.30 Schemă de demodulator MF, realizat cu circuitul βE 565.

$E\{\Phi^2(t)\}$ este minim atunci cînd are loc egalitatea

$$\frac{N_0}{2A^2} = \frac{4\Delta\omega^2\omega_m^2}{2\omega_n^5}.$$

Valoarea minimă a lui $E\{\Phi^2(t)\}$ rezultă direct:

$$E\{\Phi^2(t)\} = \frac{5\Delta\omega^2\omega_m^2}{2\omega_n^4}.$$

Dacă se pune condiția ca demodulatorul să aibă comportarea optimă la pragul de îmbunătățire (la prag $E\{\Phi^2(t)\} = \frac{1}{4}$), rezultă

$$\frac{5\Delta\omega^2\omega_m^2}{2\omega_n^4} = \frac{1}{4}$$

Se obține valoarea optimă a lui ω_n

$$\omega_n = 1,78 \sqrt{\Delta\omega \cdot \omega_m}.$$

Pentru exemplul ales $f_n = 886$ Hz.

În continuare se folosesc relațiile din tabelul 1.3 pentru cazul *FTJ* de forma R_1, R_2, C_1 (R_2 în serie cu C_1 între terminalul 7 și masă):

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_A}{\tau_1 + \tau_2}} \text{ [Hz]};$$

$$K_A = 36 \frac{f_0}{V_{cc}} \text{ [s}^{-1}\text{]};$$

$$\xi = \pi f_n \tau_2;$$

$$\tau_1 = R_1 C_1 \text{ [s]};$$

$$\tau_2 = R_2 C_1 \text{ [s]}.$$

Pentru $\beta E 565$; $R_1 = 3,6 \text{ k}\Omega$

$$\tau_2 = \frac{1}{2\pi f_n} = 1,8 \cdot 10^{-4} \text{ s.}$$

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K_A}{4\pi^2 f_n^2} = 1,43 \cdot 10^{-3};$$

$$\tau_1 = 1,25 \cdot 10^{-3} \text{ s};$$

$$C_1 = \frac{\tau_1}{R_1} = 0,34 \cdot 10^{-6} \text{ [F]}.$$

Se alege valoarea standard

$$C_1 = 0,33 \mu\text{F}.$$

$$\text{Rezultă: } R_2 = \frac{\tau_2}{C_1} = 530 \Omega.$$

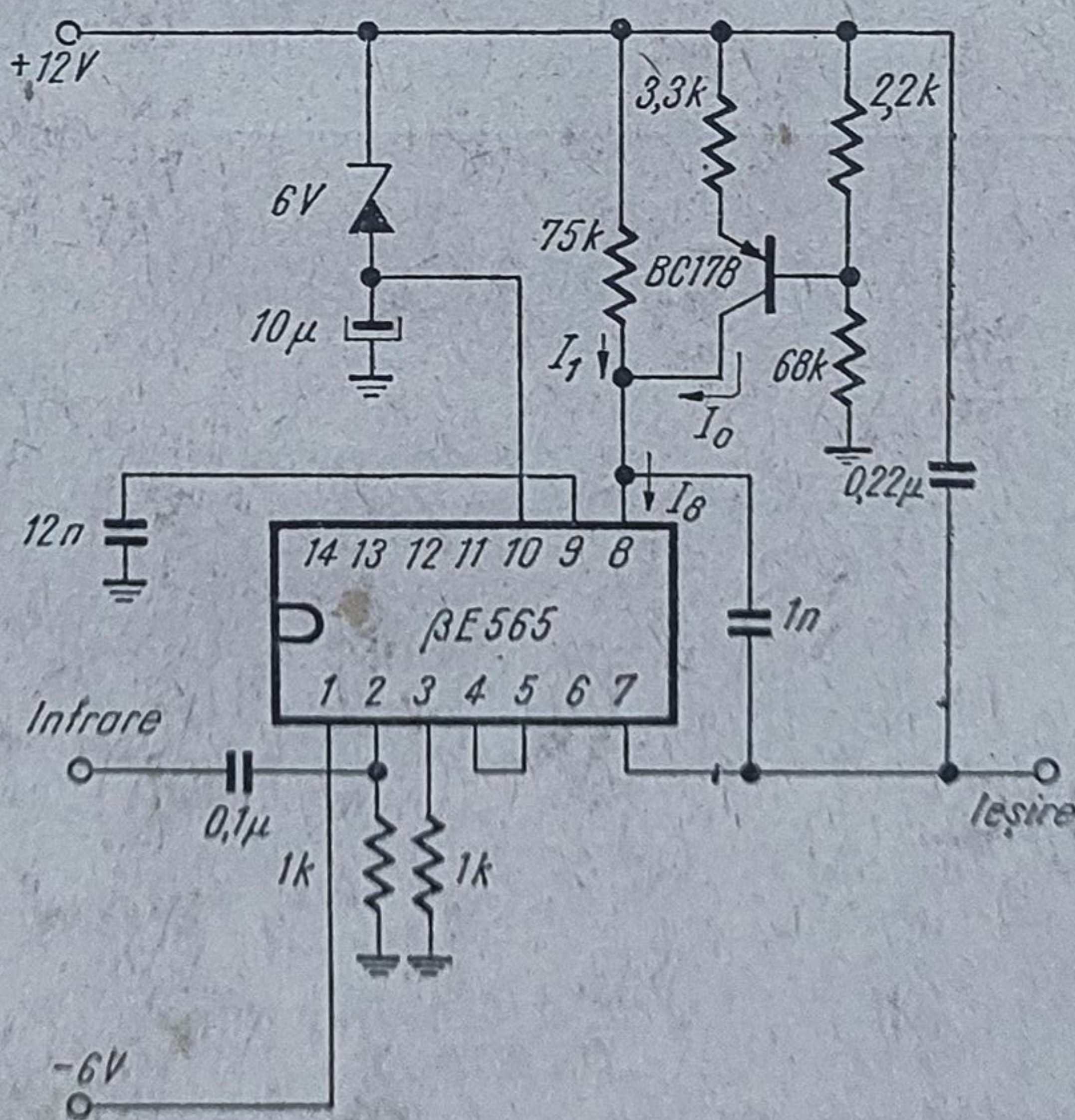
și se alege valoarea standard

$$R_2 = 510 \Omega.$$

1.5.2. Mărirea amplitudinii semnalului demodulat pentru deviații mici de frecvență la intrare.

În tabelul 1.2 se arată că pentru o deviație de frecvență la intrare de $\pm 0,1 f_0$ circuitul $\beta E 565$ prezintă la ieșire un semnal demodulat avînd amplitudinea minimă de 200 mV_{vv} . Valoarea tipică a acestei amplitudini este însă de 300 mV_{vv} . Rezultă că, pentru deviații de frecvență de $\pm 0,01 f_0$ amplitudinea semnalului demodulat va avea valoarea tipică de 30 mV_{vv} ceea ce în multe aplicații este insuficient.

Cu ajutorul montajului din figura 1.31, această amplitudine este crescută de zece ori, la 300 mV_{vv} .



1.31 Circuit de mărire a valorii amplitudinii semnalului de modulat pentru circuitul $\beta E 565$.

Creșterea amplitudinii se realizează deoarece curentul injectat în terminalul 8 (care controlează în ultima instanță frecvența OCT) este acum

$$I_8 = I_0 + I_1,$$

unde I_0 este fix, iar I_1 se alege în absența semnalului la intrare de valoarea $I_1 = 0,1 I_0$.

Pentru a menține sincronismul semnalul de eroare $V_7 = v_o(t)$ nu poate acționa decât asupra lui I_1 . Pentru o deviație de frecvență dată, este necesară o excursie de zece ori mai mare a semnalului de eroare decât în cazul în care componenta fixă I_0 n-ar fi existat.

Schema din figura 1.31 lucrează cu $I_0 = 1 \text{ mA}$; $I_1 = 0,1 \text{ mA}$, $f_0 = 10 \text{ kHz}$.

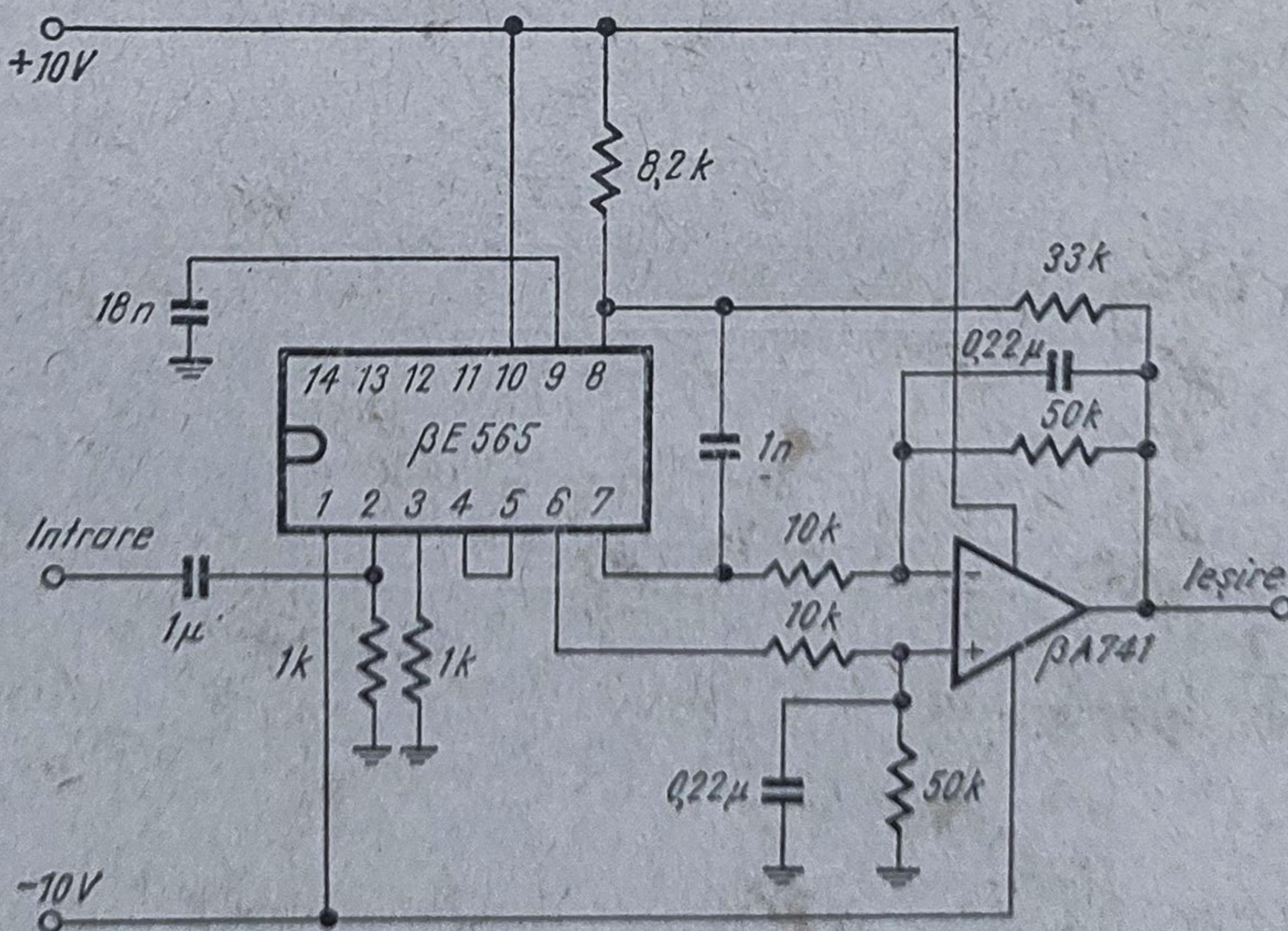
1.5.3. Extinderea benzii de urmărire

În unele aplicații este necesar ca circuitul să se sincronizeze cu un semnal a cărui frecvență variază în limite largi. S-a arătat în §1.4.2. că banda de urmărire pentru $\beta E 565$ este

$$B_u = 2 \frac{K_A}{\pi}.$$

Rezultă direct că odată cu creșterea câștigului static al buclei (K_A) crește și banda de urmărire.

Urmărind această idee, în montajul reprezentat în figura 1.32, în bucla de reacție a fost introdus un amplificator (realizat cu amplificatorul opera-



1.32 Circuit pentru extinderea benzii de urmărire pentru circuitul $\beta E 565$.

țional $\beta A 741$) care amplifică de 5 ori semnalul de eroare aplicat pe intrarea inversoare. Ieșirea amplificatorului este legată printr-o rezistență de $33 \text{ k}\Omega$ la terminalul 8, furnizând cea mai mare parte din curentul OCT.

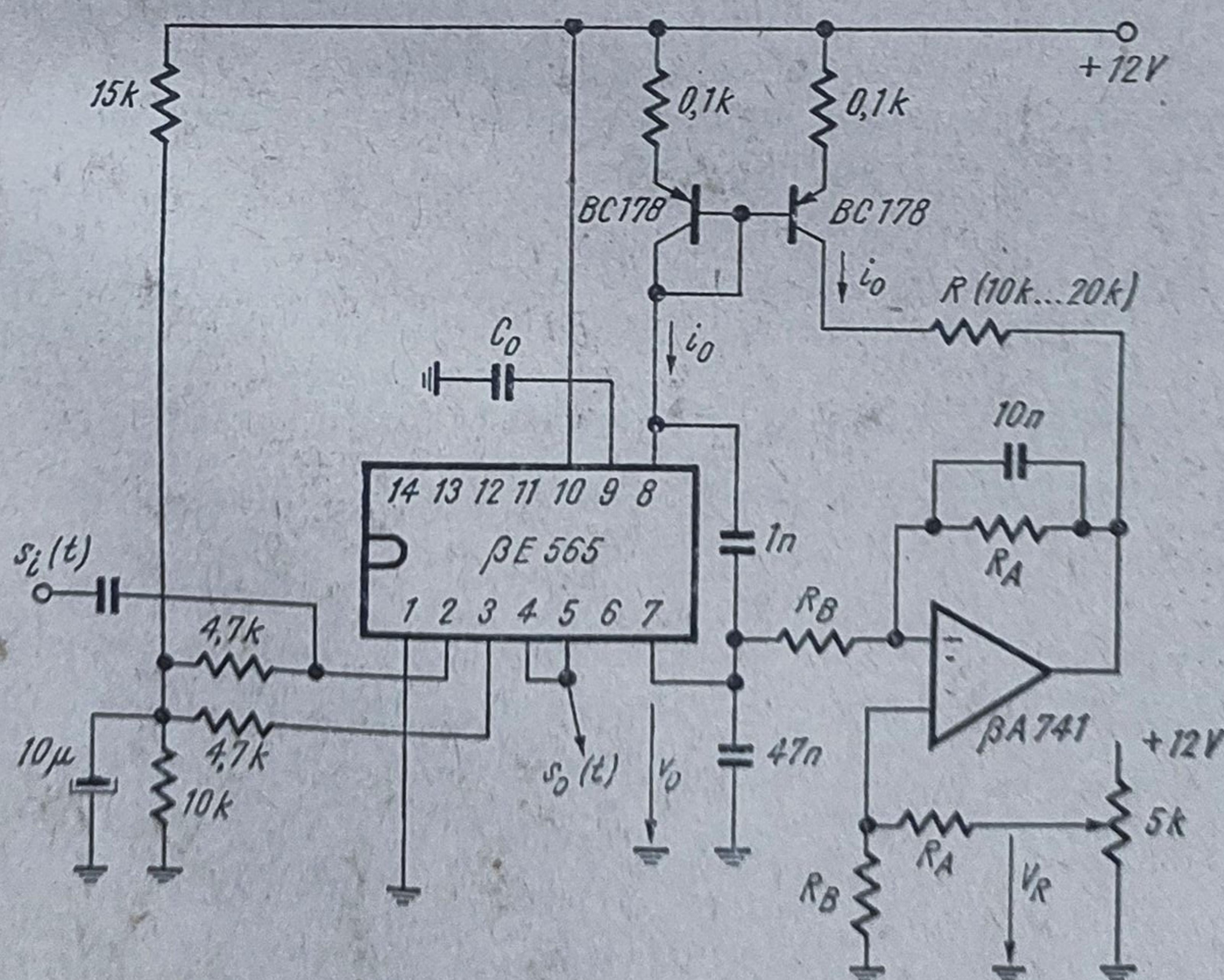
Schema asigură nu numai o importantă creștere a benzii de urmărire, ci și o amplificare ($\times 5$) a semnalului de ieșire care este proporțional cu frecvența. Circuitul din figura 1.32 realizează o bandă de urmărire $B_u = 1,9 \text{ kHz}$ ($50 \text{ Hz} \dots 1950 \text{ Hz}$).

1.5.4. Conversie frecvență-tensiune prin întreruperea buclei interne de reacție

Dacă rezistența R_0 (dintre terminalul 8 și V_{cc}) este înlocuită cu un injector de curent, circuitul se comportă *ca și cum bucla de reacție ar fi efectiv întreruptă*.

În mod obișnuit bucla este închisă de legătura internă dintre terminalul 7 și baza tranzistorului Q_{27} din OCT (vezi figura 1.18). Astfel, $v_o(t)$ (tensiunea de eroare) comandă curentul generatorului de curent (Q_{28}), respectiv frecvența OCT. Dacă curentul este injectat în terminalul 8 de un generator de curent, acest curent nu mai poate fi modificat de v_o și bucla este virtual întreruptă.

În schema din figura 1.33 generatorul de curent care injectează curent în terminalul 8 este realizat cu o oglindă de curent. Valoarea curentului



1.33 Convertor frecvență-tensiune realizat cu circuitul $\beta E 565$.

injectat este comandată de amplificatorul operațional βA 741. Acela primește pe intrarea neinversoare tensiunea de eroare și o amplifică cu coeficientul $1 + \frac{R_A}{R_B}$. Se poate observa imediat că, dacă cele 2 tranzistoare pnp (BC 178) sînt bine împerecheate (au același V_{BE}), curentul generatorului de curent din OCT este

$$i_0 = \frac{12 - V_{BE} - (v_o - V_R) (1 + R_A/R_B)}{R + 0,1},$$

unde rezistențele se exprimă în $k\Omega$, iar

$$v_o(t) = V_7 + v_7(t)$$

$$V_7 \cong 0,88 V_{CC} = 10,5 \text{ V.}$$

Cu cît rezistența R are o valoare mai mică în interiorul domeniului $10 \text{ k}\Omega \dots 20 \text{ k}\Omega$ și raportul R_A/R_B este mai mare, banda de urmărire crește. În funcție de câștigul ales și de valoarea rezistenței R această schemă permite obținerea unor benzi de urmărire foarte largi, ajungînd pînă la B_u/f_0 de ordinul 100.

Cu ajutorul tensiunii de referință V_R se poate alege frecvența de oscilație liberă. Evident, în interiorul benzii B_u , schema constituie un excelent convertor frecvență-tensiune, furnizînd la ieșirea amplificatorului operațional tensiunea de eroare amplificată și direct proporțională cu frecvența prezentă la intrare.

1.5.5. Decodarea semnalelor logice transmise prin modulație de frecvență (Frequency Shift Keying- FSK).

Modulatoarele și demodulatoarele FSK constituie una dintre aplicațiile cele mai frecvente ale circuitului. Sistemul FSK este larg utilizat pentru transmisia datelor de la și către perifericele calculatoarelor prin semnale radio sau linii telefonice. Cele mai utilizate frecvențe pentru semnalele logice sînt:

- Ca subpurătoare la datele transmise prin semnale radio:

$$1 = 2125 \text{ Hz;}$$

$$0 = 2975 \text{ Hz;}$$

- Ca purătoare pentru datele transmise prin linii telefonice:

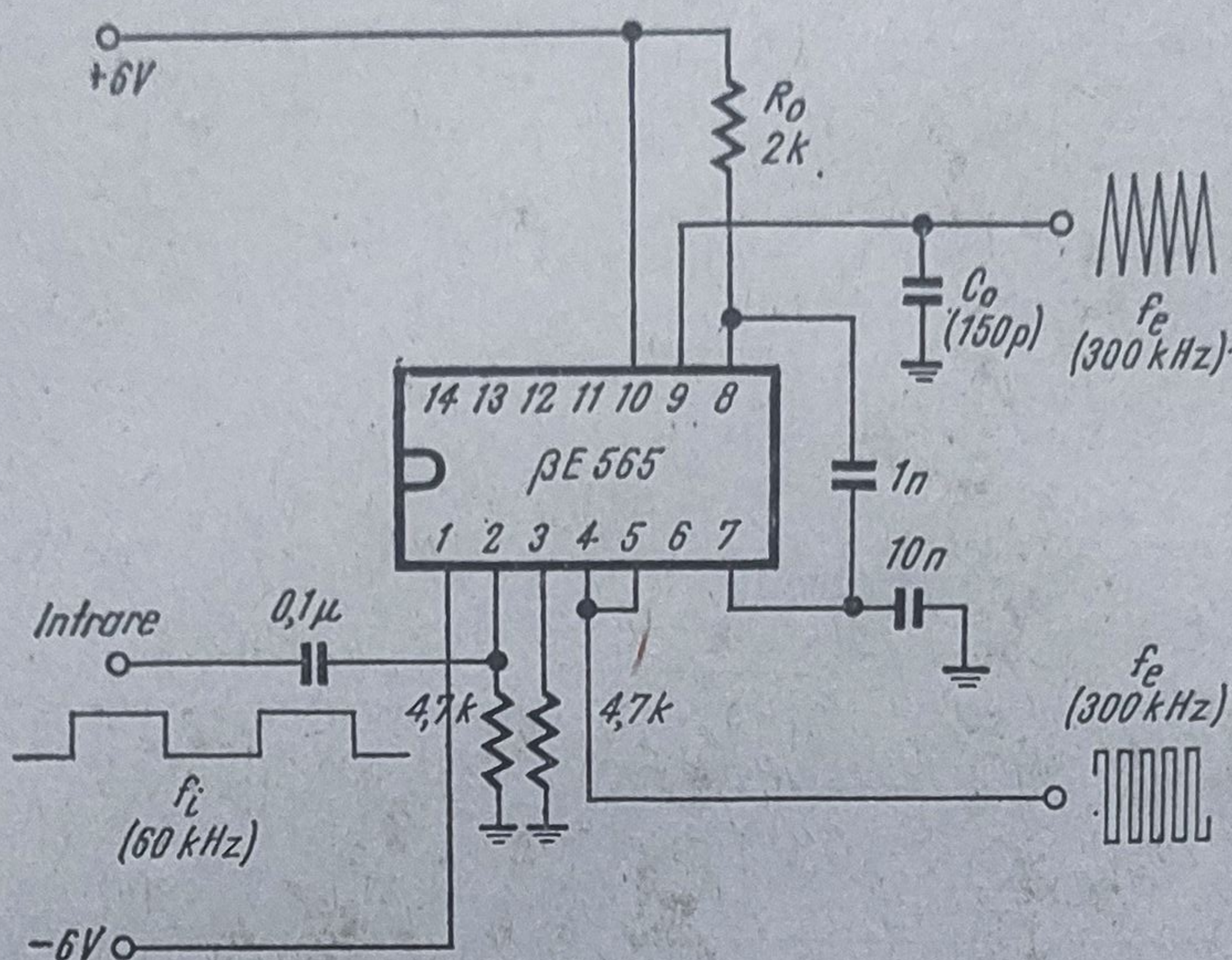
$$1 = 2025 \text{ Hz;}$$

$$0 = 2225 \text{ Hz;}$$

sau

$$1 = 1070 \text{ Hz;}$$

$$0 = 1270 \text{ Hz}$$



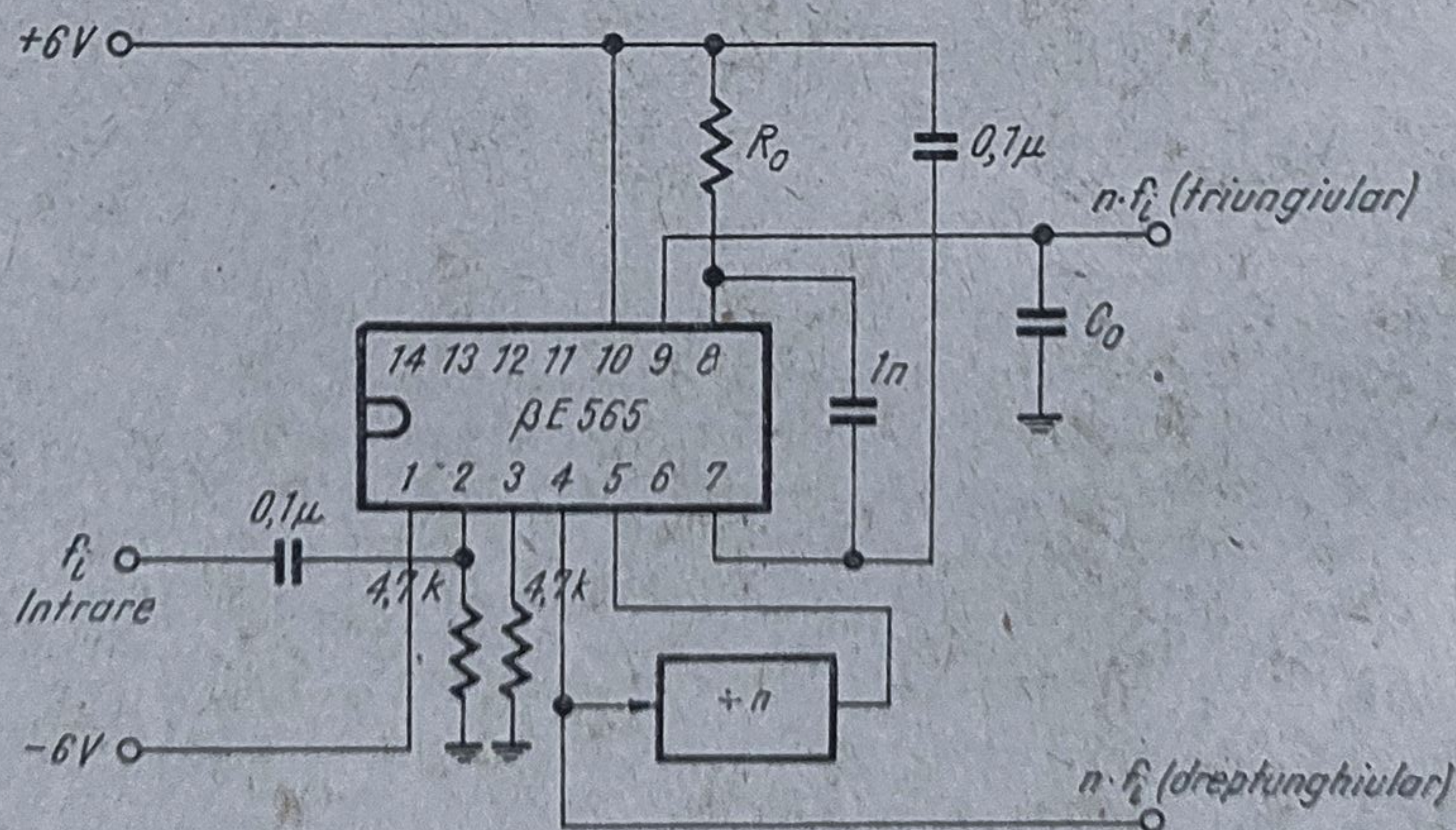
1.35 Sinteza frecvențelor.

b. În a doua metodă se intercalează între OCT și CP un divizor de frecvență în așa fel încât la ieșirea OCT se obține multiplul dorit al frecvenței f_i .

Schema din fig. 1.36 permite multiplicarea de „ n ” ori a frecvenței f_i . Valorile elementelor R_0 și C_0 se aleg astfel încât

$$f_0 \simeq \frac{1}{3,7 R_0 C_0} = n \cdot f_i.$$

De cele mai multe ori pentru sinteză se utilizează cele două metode combinate.



1.36 Multiplicator de frecvență

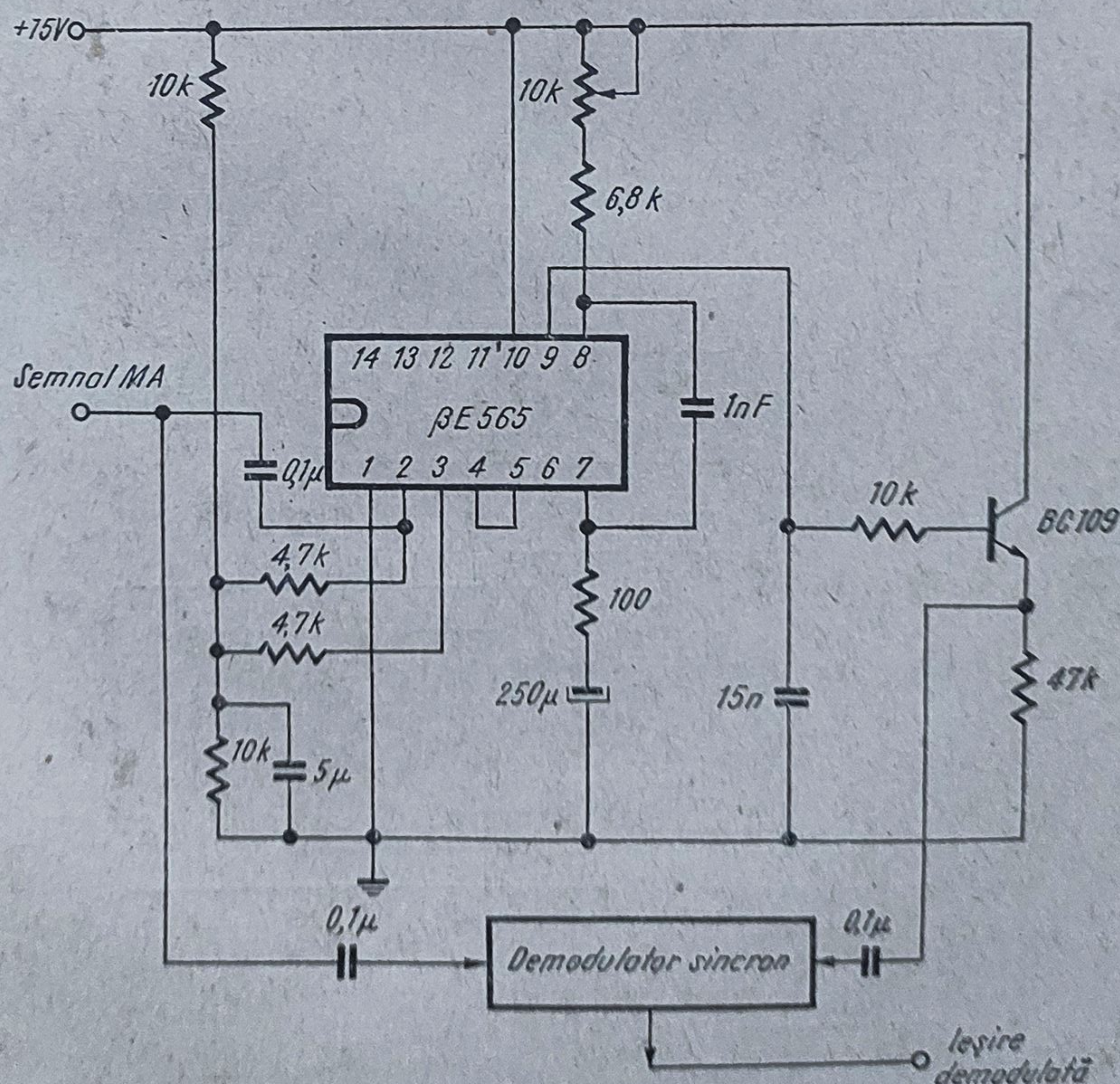
Cu ajutorul unei rețele cu rezistențe și diode sau cu ajutorul unor tranzistoare cu efect de câmp forma de undă triunghiulară poate fi trecută în sinusoidă.

1.5.7. Demodularea MA sincronă

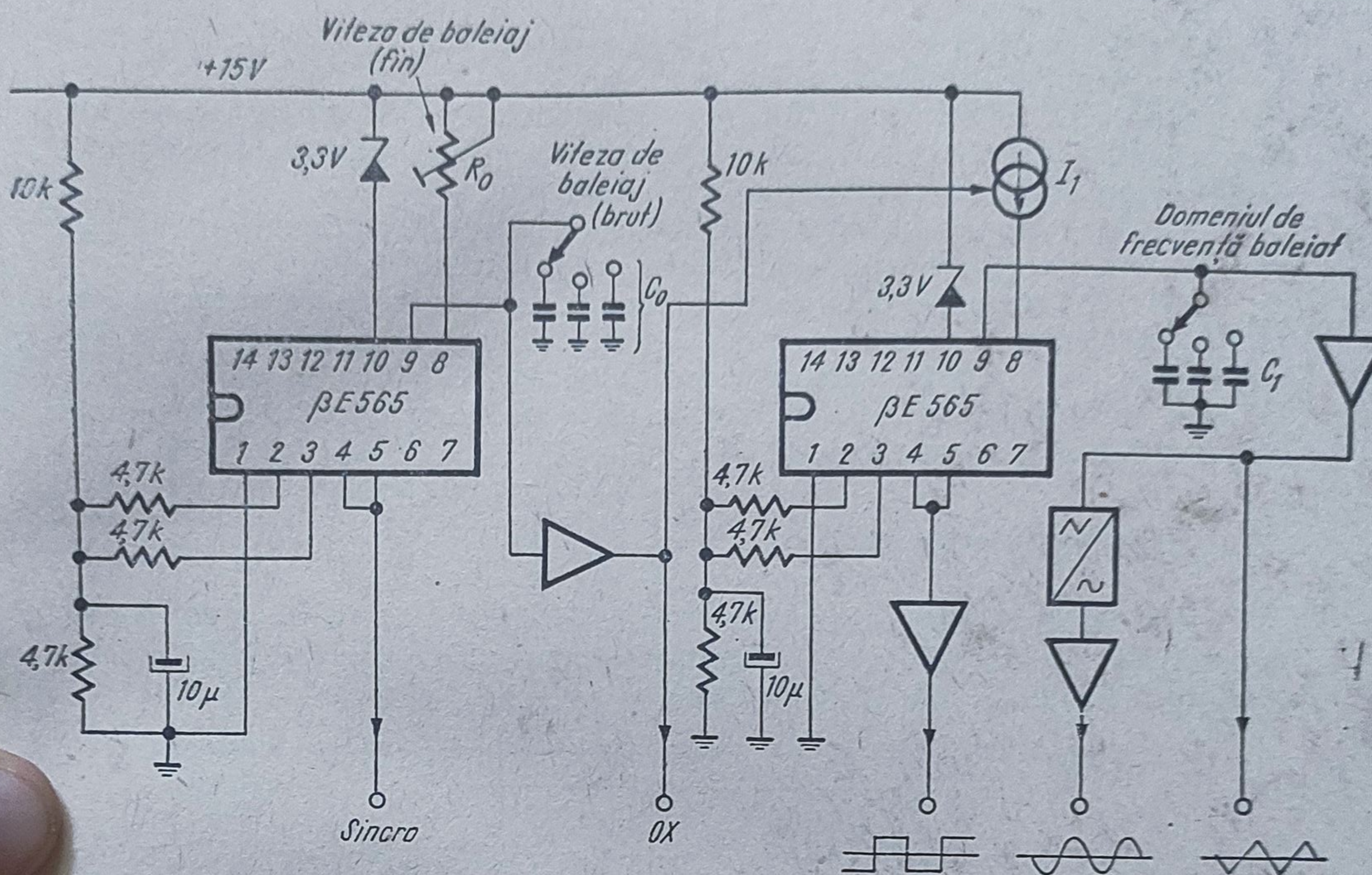
În acest tip de aplicații circuitul $\beta E 565$ se poate folosi pentru a se sincroniza pe purtătoarea semnalului MA și a furniza un semnal de amplitudine constantă necesar demodulării MA .

În figura 1.37 este prezentată utilizarea unui circuit $\beta E 565$ la demodularea MA sincronă a unui semnal de 2,4 kHz.

Observație: Ca demodulator poate fi utilizat un al doilea circuit $\beta E 565$ din care nu este folosit decât CP , fiind însă atenți la păstrarea relației de fază convenabile dintre cele două semnale de intrare.



1.37 Circuit pentru demodularea MA sincronă.



1.39 Generator de funcții vobulat-schemă de principiu.

Primul circuit este folosit pentru a genera semnalul triunghiular care comandă frecvența liniar-variabilă. Al doilea constituie generatorul de funcții propriu-zis. Pentru o decadă de frecvențe liniaritatea este mai bună de 0,5%.

Schema de principiu a acestui generator de funcții vobulat este prezentată în figura 1.39.

1.6. Circuite PLL de înaltă frecvență

Între circuitele PLL de uz general, de înaltă frecvență se pot enumera și tipurile NE 560, NE 561, NE 562 ale firmei SIGNETICS sau circuitul $\beta E 561$ fabricat de IPRS-BĂNEASA. Aceste circuite sînt capabile să opereze cu semnale avînd frecvența în gama 10 Hz ... 30 MHz.

Schema bloc este aceeași pentru toate cele trei circuite, conținînd aceleași blocuri constructive: un multivibrator de înaltă frecvență care constituie OCT, un etaj multiplicator dublu echilibrat constituind CP și un al doilea etaj multiplicator (identic cu CP) utilizat pentru demodularea MA sincronă.

Cele trei circuite diferă numai prin modul în care se realizează conexiunile — la nivelul cipului, prin masca de metalizare. Se realizează astfel

pornind de la aceeași structură a cipului o diversificare a tipului de circuit în vederea unui grup specific de aplicații.

Astfel NE 560 se poate utiliza ca demodulator *MF*, filtru trece-bandă cu posibilități de autoreglare a frecvenței centrale și pentru sinteza frecvențelor prin sincronizarea pe armonicele semnalului.

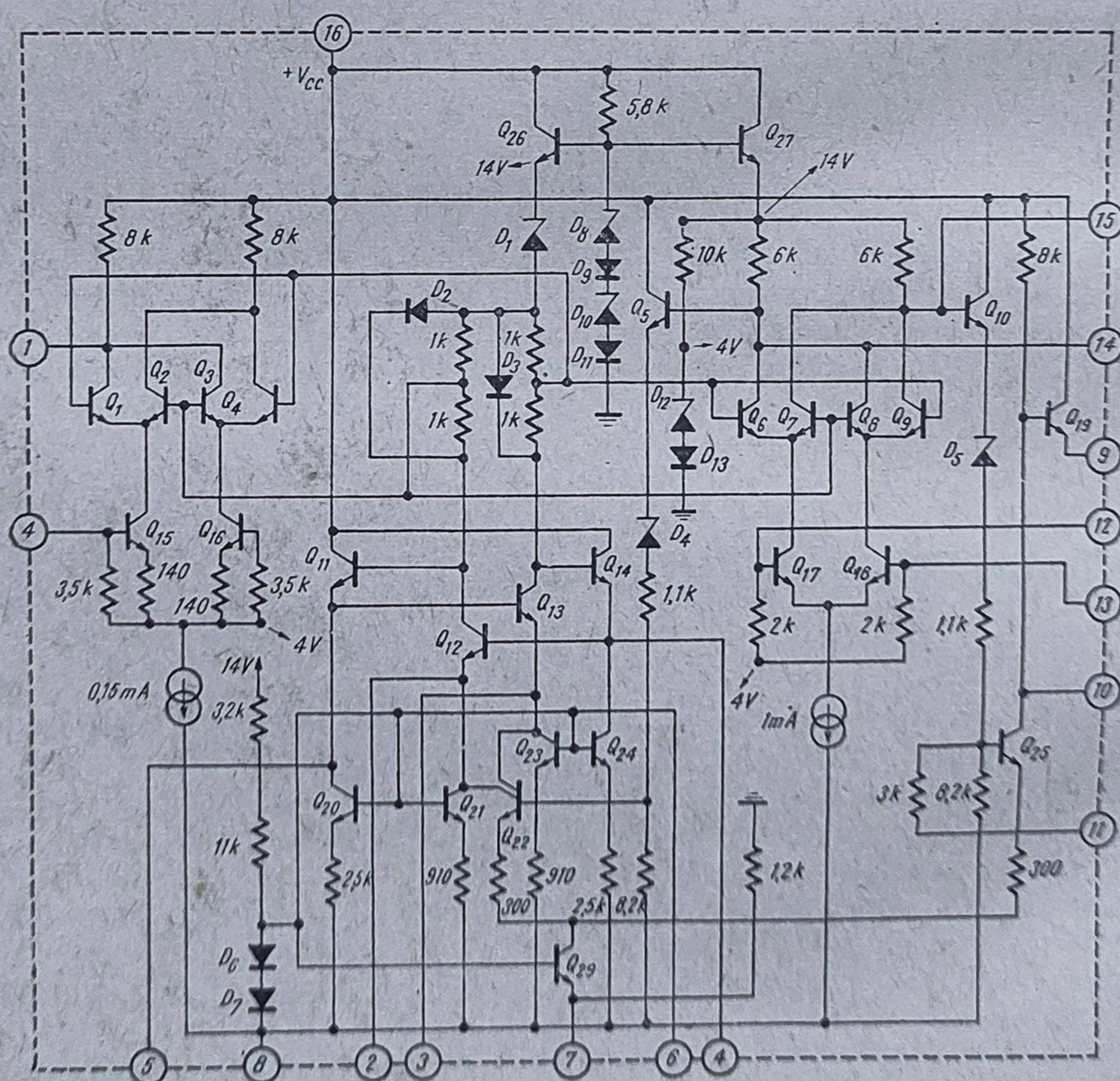
NE 561 utilizează și al doilea etaj multiplicator, adăugând aplicațiilor lui NE 560 detecția sincronă și radioreceptorul *MA*.

NE 562 este conceput pentru a facilita la maximum operația de sinteză a frecvențelor prin întreruperea buclei de fază a circuitului și adaptarea ieșirii *OCT* pentru comanda circuitelor logice.

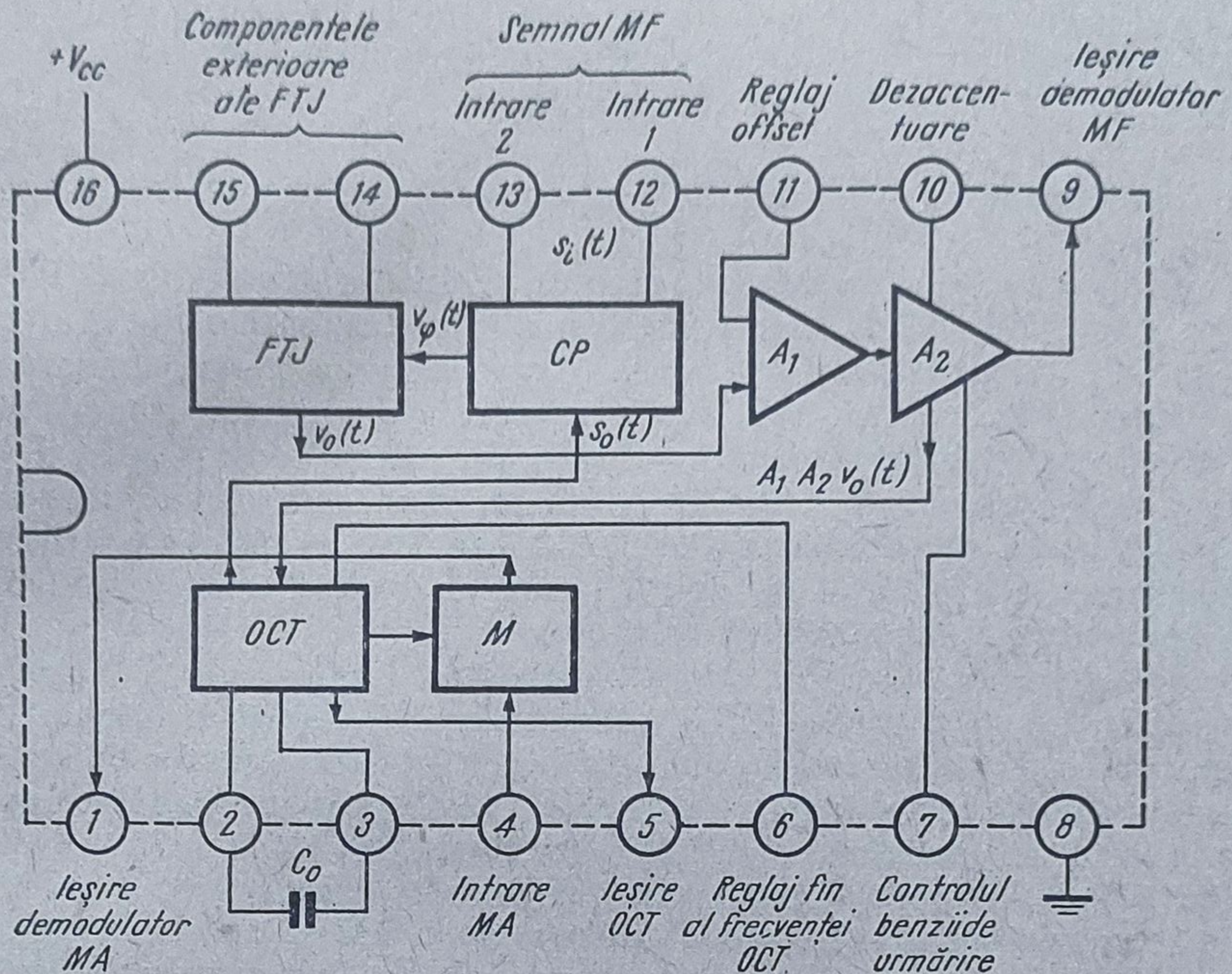
În continuare, datorită aplicațiilor sale mai largi, se va descrie numai circuitul βE 561, identic cu NE 561.

1.6.1. Circuitul integrat βE 561

Schema electrică a circuitului este reprezentată în figura 1.40, iar în figura 1.41 schema bloc și configurația terminalelor (capsulă din plastic *DIL* (dual-in line), cu 16 terminale).



1.40 Schema electrică a circuitului integrat PLL, βE 561.



1.41 Schema bloc și configurația terminalelor pentru circuitul integrat PLL, βE 561.

Circuitul este compus din:

- un OCT care poate oscila pînă la frecvența de 30 MHz. Frecvența de oscilație liberă este dictată în principal de valoarea condensatorului C_0 plasat între terminalele 2 și 3;
- un comparator de fază (CP) cu intrare diferențială (terminalele 12 și 13);
- un filtru trece-jos (FTJ) format din rezistențele de ieșire a CP și un condensator sau o rețea RC, plasată la terminalele 14, 15;
- două etaje diferențiale de amplificare A_1 , A_2 . Etajul A_2 asigură nivelele de curent continuu corecte pentru comanda OCT, precum și limitele excursiei de frecvență ale acestuia;
- un etaj multiplicator dublu echilibrat (M) pentru demodularea MA sincronă.

Funcționarea este următoarea.

CP primește pe intrarea de referință semnalul $s_o(t)$ de la ieșirea OCT (prezent și la terminalul 5) și pe intrările de semnal (12, 13) semnalul de intrare $s_i(t)$. La ieșirea sa apare semnalul $v_o(t)$ care este aplicat FTJ pentru îndepărtarea componentelor de frecvență ridicată. Semnalul de eroare $v_o(t)$ de la ieșirea FTJ este amplificat de A_1 și aplicat prin intermediul etajului A_2 blocului OCT în așa fel încît frecvența de oscilație a acestuia egalează frecvența f_i a semnalului de intrare.

Etajul diferențial A_2 permite și dezaccentuarea semnalului demodulat MF . La ieșirea acestuia (terminalul 9) circuitul furnizează semnalul demodulat (în cazul modulației de frecvență)

În continuare se vor descrie structura și realizarea blocurilor care compun circuitul.

Oscilatorul controlat în tensiune este un multivibrator de înaltă frecvență cu cuplaj prin emitor. OCT este constituit din tranzistoarele Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} , Q_{14} , precum și din condensatorul C_0 plasat între emitoarele tranzistoarelor Q_{12} și Q_{13} (terminalele 2, 3). Q_{11} , Q_{14} sînt repetoare. Q_{12} , Q_{13} sînt alimentate prin sursa de 14 V reprezentată de emiterul lui Q_{26} din care se scad cei 6,3 V care reprezintă tensiunea Zener a diodei D_1 (o joncțiune BE alimentată invers). Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} , Q_{14} au în emitor patru generatoare de curent reprezentate respectiv de tranzistoarele Q_{20} , Q_{21} , Q_{23} , Q_{24} care au bazele polarizate la aceeași tensiune de curent continuu (prin D_6 și D_7).

Comparatorul de fază. Este un multiplicator dublu echilibrat format din tranzistoarele Q_6 , Q_7 , Q_8 , Q_9 , Q_{17} , Q_{18} alimentate în curent printr-un generator de curent. Bazele tranzistoarelor Q_{17} , Q_{18} sînt polarizate la 4 V și reprezintă intrările circuitului (terminalele 12, 13). Rezistența de intrare a circuitului este de aproximativ 2 k Ω (vezi figura 1.40).

Filtrul trece-jos, este format din rezistențele de colector ale tranzistoarelor Q_6 , Q_8 respectiv Q_7 , Q_9 avînd valoarea de 6 k Ω și un condensator sau un grup RC conectat între colectoarele tranzistoarelor menționate mai sus (terminalele 14, 15). De fapt FTJ este format din rezistențele de ieșire ale CP și elementele exterioare plasate între cele două ieșiri simetrice ale CP .

Etajul A_1 este format din perechea de repetoare pe emitor Q_5 și Q_{10} . Ele primesc la intrare semnalul filtrat (semnalul de eroare), asigură un decalaj convenabil de curent continuu (prin diodele D_4 , D_5) și îl aplică etajului A_2 . Echilibrul acestui decalaj de curent continuu poate fi ajustat fin cu ajutorul unei rezistențe variabile de 20 ... 50 k Ω conectată de la terminalul 11 la masă (reglaj de offset).

Etajul A_2 este format din amplificatorul diferențial Q_{22} , Q_{25} ; generatorul de curent Q_{29} și repetorul Q_{19} . Semnalul diferențial de la ieșirea lui A_1 este aplicat bazelor tranzistoarelor Q_{22} , Q_{25} . Dacă potențialul bazei tranzistorului Q_{25} față de masă este mai ridicat decît al bazei tranzistorului Q_{22} , atunci din curentul de colector al injectorului Q_{29} o parte mai mare trece prin Q_{25} și restul prin Q_{22} ; în consecință curenții de emitor ai tranzistoarelor $Q_{12,13}$ scad antrenînd scăderea frecvenței de oscilație a OCT .

Invers, cu cît Q_{22} va conduce un curent mai mare și curenții tranzistoarelor Q_{12} , Q_{13} vor crește, încărcare-descărcarea condensatorului C_0 se va face mai rapid și frecvența OCT va crește.

Ținînd cont că cele două colectoare ale lui Q_{22} au suprafețe egale (deci conduc curenți egali), și neglijînd curenții de bază, se poate scrie:

$$I_{12} = I_{21} + \frac{1}{2} I_{23},$$

$$I_{13} = I_{23} + \frac{1}{2} I_{22}.$$

Deoarece Q_{21} , Q_{23} sînt generatoare de curent, identice se obține $I_{21} = I_{23} = \text{constant}$.

Rezultă că variația curentului tranzistoarelor Q_{12} , Q_{13} care dictează excursia de frecvență a *OCT* depinde numai de I_{22} .

Excursia maximă de frecvență a *OCT* are loc atunci cînd Q_{25} este blocat și Q_{22} preia întreg curentul tranzistorului Q_{29} :

$$I_{22} = I_{29}.$$

Rezultă deci două concluzii:

— Generatorul de curent Q_{29} joacă rolul de limitator al excursiei de frecvență a *OCT*;

— O rezistență variabilă de 5 ... 20 k Ω coxectată de la terminalul 7 la masă permite modificarea lui I_{22} și deci a excursiei de frecvență a *OCT*. În fapt acest lucru constituie controlul lărgimii benzii de urmărire, căci pentru nivele suficient de mari ale semnalului de la intrare, banda de urmărire este chiar excursie maximă de frecvență a *OCT*.

Multiplicatorul M. Este un etaj aproape identic cu *CP*, format din tranzistoarele Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_{15} , Q_{16} alimentate de la un generator de curent de 150 μ A. Rezistența de intrare este 3,5 k Ω . Multiplicatorul primește pe intrările de referință (bazele tranzistoarelor Q_1 , Q_4 respectiv Q_2 , Q_3) semnalul *OCT*, iar pe intrarea de semnal (terminalul 4) semnalul *MA*. Colectorul tranzistorului Q_1 reprezintă ieșirea multiplicatorului respectiv, terminalul la care se obține semnalul *MA* demodulat (terminalul 1).

Pentru demodularea *MA* circuitul *PLL* propriu-zis (*OCT*, *CP*, *FTJ*) se folosește pentru refacerea purtătoarei, iar blocul *M* la demodularea *MA* sincronă. Pentru funcționarea corectă a demodulatorului este necesar ca semnalul aplicat la terminalul 4 să fie defazat cu 90°.

1.6.2. Caracterizarea electrică a circuitului NE 561

Mărimile electrice care caracterizează global circuitul integrat *PLL*, β E 561 sînt specificate în foaia de catalog prezentată în tabelul 1.4.

Tabelul 1.4

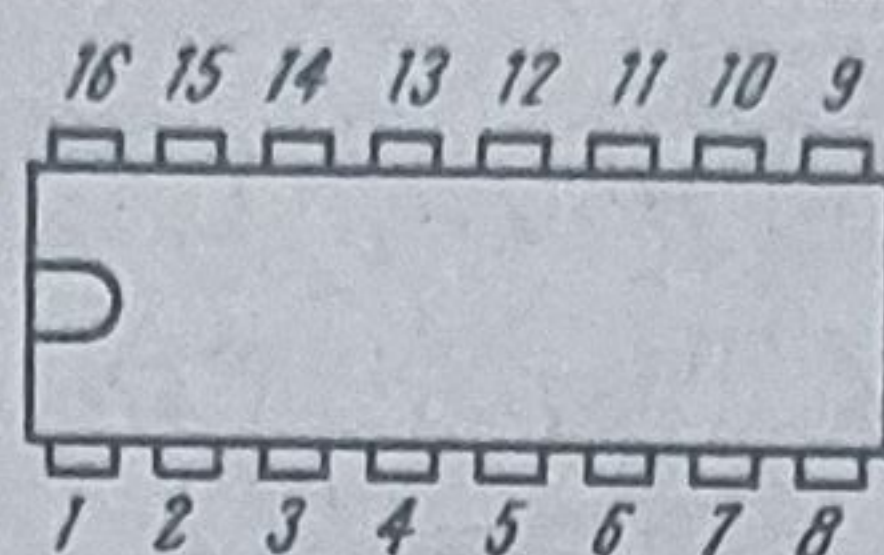
β E 561

Bucă cu calare de faza (PLL)

VALORI LIMITA ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	25 V
Tensiunea diferențială de intrare	± 1 V
Temperatura maximă a joncțiunii	+125°C
Puterea disipată	300 mW
Gama temperaturilor de funcționare	0 ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-25°C ... 125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

Tabelul 1.4 (continuare)
BE561capsulă TO-117
vedere de sus

- | | |
|--|--|
| 1. Ieșire demodulator <i>MA</i> | 9. Ieșire demodulată <i>MF</i> |
| 2. } Capacitatorul de stabilire a frecvenței | 10. Dezaccentuare |
| 3. } <i>OCT</i> | 11. Reglaj offset |
| 4. Intrare <i>MA</i> | 12. } Intrările <i>CP</i> |
| 5. Ieșire <i>OCT</i> | 13. } |
| 6. Reglaj fin al frecvenței <i>OCT</i> | 14. } Componente exterioare ale <i>FTJ</i> |
| 7. Controlul benzii de urmărire | 15. } |
| 8. Masă | 16. $+V_{CC}$ |

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +18\text{ V}$)

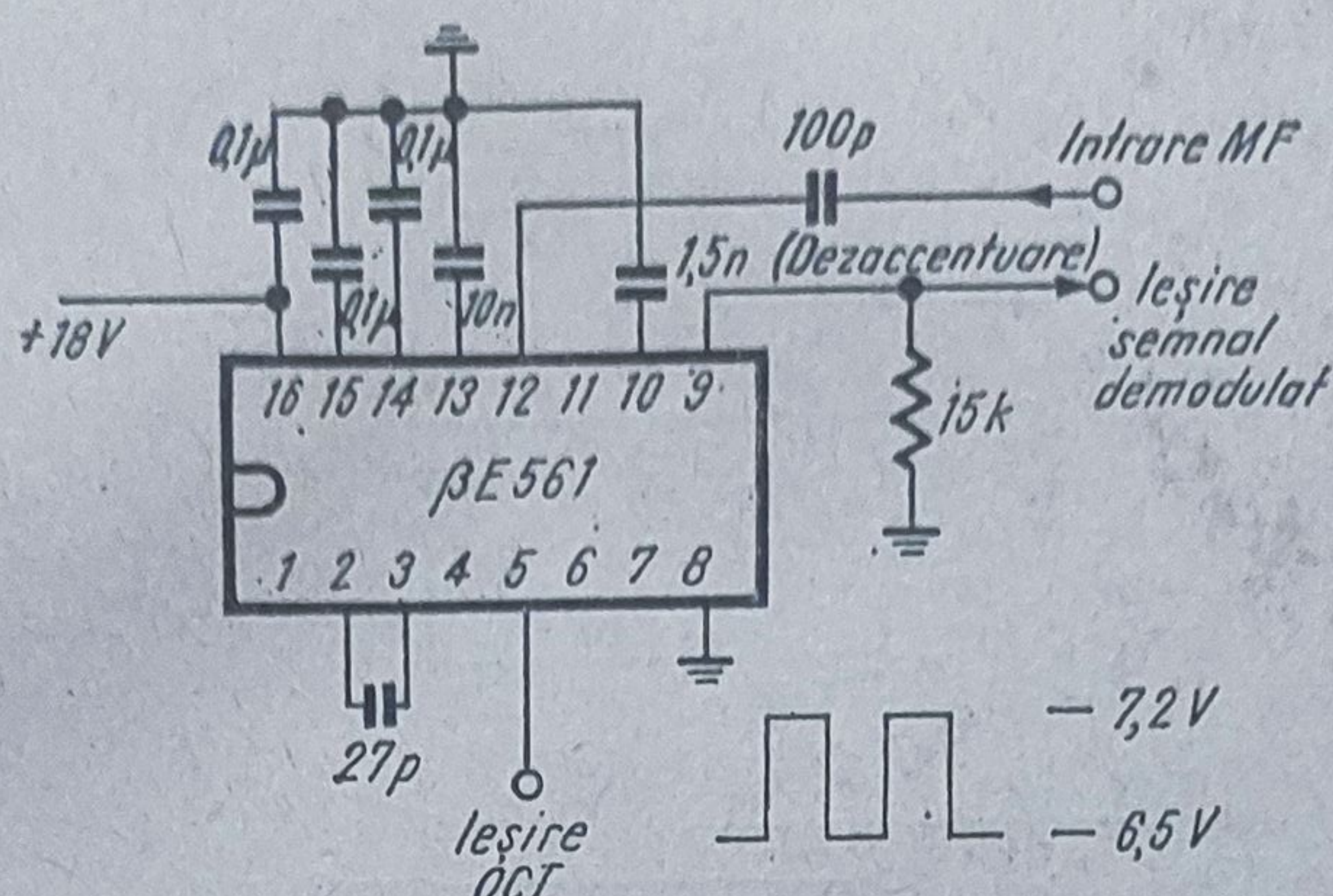
Parametrul	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare		8	10	12	mA
Frecvența minimă <i>OCT</i>			0,1		Hz
Frecvența maximă <i>OCT</i>		15	30		MHz
Semnalul minim la intrare pentru sincronizare			100		μV
Coeficientul de temperatură al <i>OCT</i>	$f_0 = 2\text{ MHz}$		$\pm 0,06$	$\pm 0,12$	$\% / ^\circ\text{C}$
Stabilizarea tensiunii de alimentare a <i>OCT</i>	$f_0 = 2\text{ MHz}$		$\pm 0,3$	± 2	$\% / ^\circ\text{C}$
Tensiunea de c.c. la intrare			4		V
Tensiunea de c.c. la ieșire		12	14	16	V
Amplitudinea disponibilă la ieșire	Măsurată la terminalul 9		4		V_{ov}
Rezistența de dezaccentuare			8		k Ω

1.6.3. Aplicații

Demodulator MF

Circuitul $\beta E 561$ permite demodularea semnalelor *MF* cu frecvența purtătoare mai mică de 30 MHz și cu amplitudinea de cel puțin $120\text{ }\mu\text{V}_{cr}$. În figura 1.42 se indică o schemă de demodulator *MF* pentru un semnal *MF* avînd următoarele caracteristici:

- frecvența purtătoare: 10,7 MHz;
- frecvența semnalului modulator: 1 kHz;
- deviația de frecvență: 75 kHz;

1.42 Demodulator *MF* realizat cu circuitul $\beta E 561$.

- lărgimea de bandă a semnalului demodulat: 25 kHz
- amplitudinea purtătoare: 1 mV_{ef}.

Semnalul demodulat obținut la terminalul 9 are amplitudinea de 60mV_{eff} distorsiunile armonice introduse de circuit au valoarea tipică de 0,3 %.

Relațiile de calcul aproximative pentru elementele exterioare circuitului sînt:

- Capacitatea *FTJ* (se conectează între terminalele 14, 15):

$$C = 1330/f[\mu F] \quad (1.99)$$

unde f , exprimat în Hz, este lărgimea de bandă pentru semnalul demodulat;

- Capacitatea *OCT* (se conectează între terminalele 2 și 3)

$$C_0 \approx 300/f_0[pF] \quad (1.100)$$

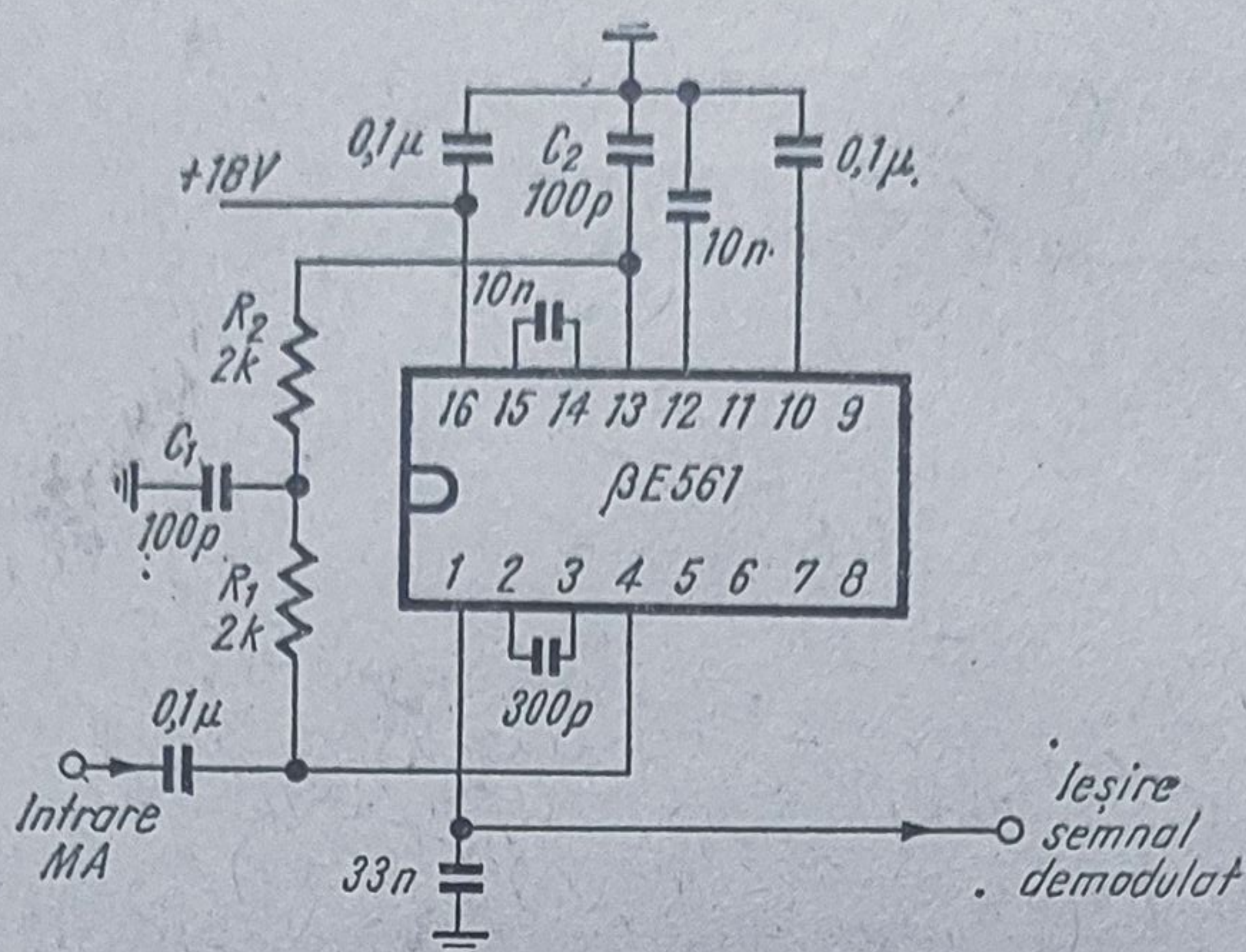
unde f_0 este frecvența de oscilație liberă a *OCT*, exprimată în MHz. Consumul schemei este de cca. 10 mA la $V_{cc} = 18$ V.

Demodulator *MA*

Datorită celui de al doilea etaj multiplicator prezent în schemă, circuitul permite demodularea sincronă a semnalelor *MA* a căror amplitudine depășește 170 μ V, iar frecvența purtătoare este de cel mult 30 MHz. În figura 1.43 s-a reprezentat schema unui demodulator sincron pentru semnale *MA*, avînd următoarele caracteristici:

- frecvența purtătoare: 1 MHz;
- frecvența semnalului modulator: 1 kHz;
- amplitudinea purtătoare: 1,4 mV.

Semnalul demodulat se obține la ieșirea multiplicatorului (terminalul 1). Rezistența de ieșire a multiplicatorului este de 8 k Ω . Între terminalul 1 și masă trebuie conectat un condensator de filtraj care împreună cu rezistența de 8 k Ω formează *FTJ* care elimină componentele de frecvență înaltă de la ieșirea multiplicatorului.

1.43 Demodulator MA realizat cu circuitul $\beta E 561$.

Relațiile aproximative pentru calculul elementelor schemei sînt:

— Capacitatea OCT (conectată între terminalele 2, 3)

$$C \approx 300/f_0 \text{ [pF] conform (1.100)}$$

unde f_0 este exprimat în MHz.

- Capacitatea de la ieșirea demodulatorului (terminalul 1) se alege în așa fel încît să se asigure o cădere de 3 dB a amplitudinii semnalului demodulat la frecvența maximă admisă a semnalului modulator. Trebuie să se țină seama că semnalul demodulat se obține de la o sursă cu rezistența internă de 8 k Ω .
- Capacitatea FTJ (conectată între terminalele 14, 15) nu este critică, neavînd modulație de frecvență. 10 nF este o valoare suficientă pentru a evita intrarea în oscilație.

Pe intrarea 4 a demodulatorului MA semnalul se aplică direct printr-un condensator de cuplaj. La intrarea 13 a CP semnalul trebuie defazat față de cel aplicat pe terminalul 4. Funcționarea optimă are loc pentru un defazaj de 90°. La frecvența de 1 MHz (purătoarea) și ținînd cont de rezistența de intrare care se vede la terminalul 13 de aproximativ 2 k Ω , rețeaua de defazare este constituită din două rezistențe de 2 k Ω și două condensatoare de 100 pF.

Dacă frecvența purătoarei (respectiv frecvența de oscilație liberă a OCT) este f_0 , rezistențele și condensatoarele rețelei de defazare se calculează cu ajutorul relației:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = 1/(2\pi f_0)$$

Defazarea de 90° este impusă de funcționarea demodulatorului sincron. Etajul multiplicator dublu echilibrat funcționează în mod optim ca demodulator sincron atunci cînd semnalul v_1 de pe intrarea de referință (purătoarea) și semnalul modulat v_2 de pe intrarea de semnal sînt în fază sau defazate cu

180°. Acest lucru este pus în evidență de relația care dă valoarea medie a semnalului de la ieșirea multiplicatorului:

$$V_{ieșire} = \frac{A_d V_1 V_2}{2} \cos \varphi$$

unde:

A_d — este câștigul diferențial al etajului multiplicator;

φ — defazajul între v_1 și v_2 ;

V_1, V_2 — amplitudinile semnalelor v_1, v_2 .

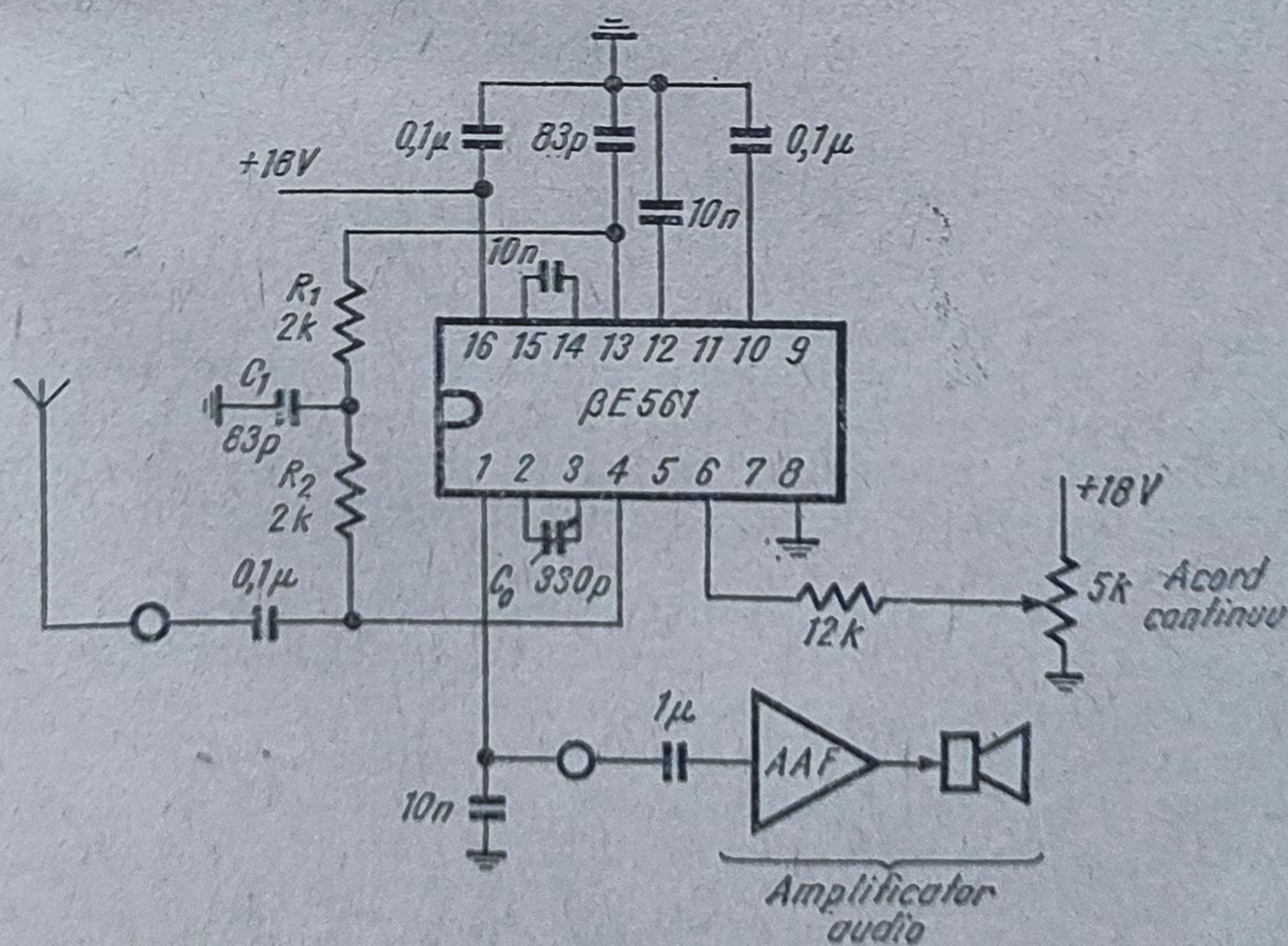
Blocurile circuitului $\beta E 561$ care constituie circuitul *PLL* au, în această aplicație, rolul de a furniza la ieșirea *OCT* un semnal sincron cu purtătoarea, care este aplicat apoi intrării de referință a multiplicatorului. Dacă frecvența de oscilație liberă a *OCT* este egală cu frecvența purtătoarei, semnalul de la ieșirea *OCT* va fi defazat cu $\pi/2$ față de semnalul de intrare. Neaplicînd defazajul exterior de 90° la ieșirea amplificatorului s-ar obține:

$$V_{ieșire} = \frac{A_d V_1 V_2}{2} \cos \frac{\pi}{2} = 0$$

Radioreceptor *MA*

O schemă de radioreceptor *MA* caracterizată printr-o mare simplitate este reprezentată în figura 1.44.

Ideea pe care se bazează schema este utilizarea unui demodulator *MA* căruia i s-au adăugat în plus elementele necesare selectării postului (acordului).



1.44 Radioreceptor *MA* fără bobine. Acordul se realizează fie din P , fie din C_0 .

Schema poate fi utilizată pentru recepția posturilor *MA* din gama undelor medii (0,52 ... 1,6 MHz). Acordul se poate realiza în două moduri:

a) Plasînd între terminalele 2 și 3 un condensator variabil care trebuie să acopere plaja (vezi relația 1.100).

$$C_{0 \min} \approx \frac{300}{1,6 \text{ MHz}} \simeq 187 \text{ pF},$$

$$C_{0 \max} \approx \frac{300}{0,52 \text{ MHz}} \simeq 575 \text{ pF};$$

$$\Delta C_0 \simeq 388 \text{ pF}.$$

b) Alegînd ca frecvență liberă a *OCT* media geometrică a frecvențelor extreme de la intrare

$$f_0 = \sqrt{0,52 \cdot 1,6} = 0,91 \text{ MHz}$$

se obține pentru capacitatea C_0 valoarea

$$C_0 = \frac{300}{0,91 \text{ MHz}} = 330 \text{ pF}.$$

În acest caz acordul se face pe terminalul 6 (reglaj fin al frecvenței *OCT*) cu ajutorul unui potențiomtru de 5 k Ω conectat la V_{cc} . Rețeaua de defazaj funcționează mulțumitor, calculînd rețeaua pentru a realiza un defazaj de 90° pe media geometrică a frecvențelor limită a purtătoarei

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 0,91 \text{ MHz}}$$

Pentru $R_1 = R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ rezultă $C_1 = C_2 = 88 \text{ pF}$.

Rezultă că se poate realiza extrem de simplu* un radioreceptor *MA*: nu este nevoie decît să se adauge o antenă la intrarea de semnal și un amplificator audio la ieșirea demodulată. Schema se pretează mai ales receptoarelor *MA* cu posturi prestabilite de tipul celor utilizate la unele receptoare auto sau la ceasurile electronice.

Trebuie observat însă că acordul pe post se face ceva mai dificil decît la radioreceptoarele obișnuite căci circuitul *PLL* odată sincronizat pe purtătoarea de radiofrecvență nu iese din sincronism decît dacă ieșim cu frecvența de oscilație liberă a *OCT* în afara benzii de urmărire.

Pentru creșterea sensibilității la intrare se poate folosi în amplificator *RF* de bandă largă cu condiția ca semnalul la ieșirea acestuia să nu depășească 0,5 V_{ef} .

* De fapt schema din figura 1.44 este practic cea mai simplă schemă posibilă pentru un receptor *MA* cu *PLL*.

Bibliografie

1. *Brunk, M.*, Der Fangbereich von Nachlaufsynchronisationsschaltungen mit Sinusformiger Charakteristik des Phasendiscriminators, Archiv der Elektrischen Übertragungen nr. 12, 1965.
2. *Spătaru, Al.*, Teoria transmisiei informației — Semnale și perturbații, paragraful 4.20, Editura tehnică, București, 1965.
3. *Spătaru, Al.*, op. cit., paragrafele 4.18 și 4.21.
4. *Viterbi, A.J.*, Principles of Coherent Communication, paragraful 2.7, McGraw Hill Book Company, New York, 1966.
5. *Cartianu, G.*, Modulation de fréquence, paragraful 3.9, Dunod, Paris, 1968.
6. *Viterbi, A.J.*, op. cit. paragraful 2.8.
7. *Klapper, J., Frankle, J.*, Phase-Locked and Frequency-Feedback Systems, paragraful 5 Academic Press Inc., New York, 1972.
8. *Schawartz, M., Bennett, W.R., Stein, S.*, Communication Systems and Techniques, capitolul 3, McGraw Hill Book Company, New York, 1966.
9. *Mills, T.B.*, The Phase Locked Loop IC as a Communication System Building Block, NATIONAL SEMICONDUCTOR Application Note, AN-46, june 1971.
10. *Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H.*, Circuite integrate liniare, capitolul 2, Editura tehnică, București, 1976.

2.1. Prezentarea circuitului

2.1.1. Destinație

În evoluția circuitelor integrate liniare, o etapă importantă este marcată de realizarea de către o serie de firme a unuia sau mai multor etaje funcționale, specifice *receptoarelor radio și TV*.

O mare parte a acestor circuite este destinată realizării de funcții necesare receptoarelor radio *MA* și *MF* și căii de sunet în receptoarele *TV*; din considerente de putere disipată, etajele finale de putere se realizează separat, cu componente discrete sau cu alte circuite integrate.

Dintre circuitele integrate pentru receptoare *MA*, *MF* cele mai cunoscute sînt *TBA 120*, *TAA 991*, *TBA 460*, *TBA 700*, *TCA 440*, *TDA 1046*, *TDA 1062*, *TDA 1190* și *TDA 1200*.

Circuitele care realizează numărul cel mai mare de funcții, fiind deci și cele mai complexe, sînt *TBA 570* și *TBA 700*.

Circuitul integrat *TBA 570* — fabricat de *IPRS — BĂNEASA* — realizează toate funcțiile active (cu excepția amplificatorului final sunet) necesare în radioreceptoarele *MA* și *MF* portabile, auto și staționare atît de clasă medie, cît și de înaltă fidelitate.

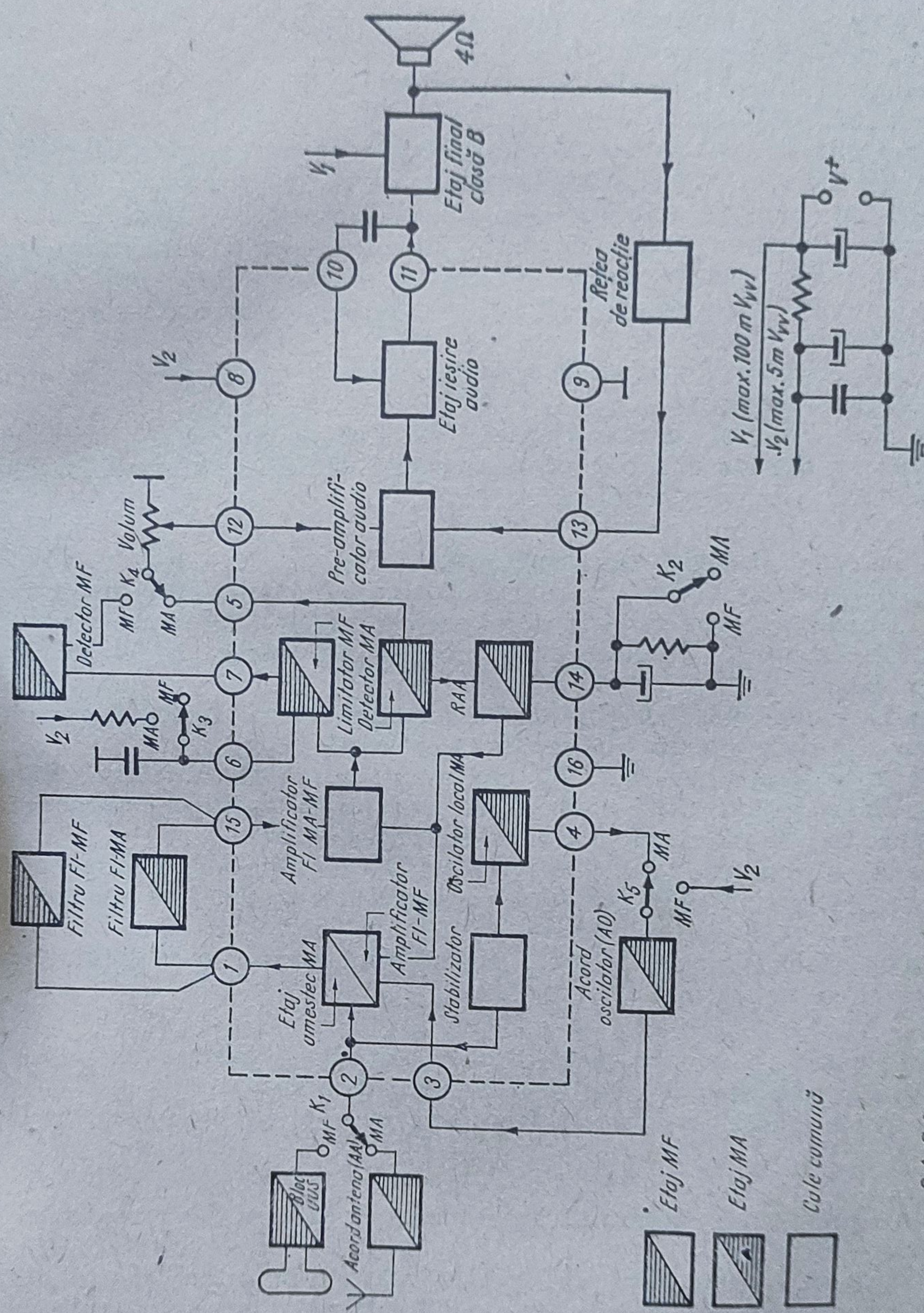
Circuitul *TBA 570* este încapsulat în capsula *DIL* (dual in line), plastic cu 16 terminale în două variante: *TBA 570A* și *TBA 570C*.

Aceste două variante diferă numai prin valoarea rezistenței termice structură (cip) — mediu ambiant. În cazul referirilor la unele caracteristici identice pentru ambele variante, se va utiliza notația *TBA 570*.

2.1.2. Schema bloc

Schema bloc generală a circuitului integrat *TBA 570*, împreună cu etajele exterioare care contribuie la realizarea unui radioreceptor destinat recepției emisiunilor cu modulație de amplitudine (*MA*) și/sau modulație de frecvență (*MF*) este prezentată în figura 2.1.

În această figură, ca de altfel în tot restul capitolului, numerele plasate în cercuri reprezintă terminalul corespunzător capsulei descrisă în



2.1 Schema-bloc a unui radioreceptor MA/MF realizat cu un circuit integrat TBA 570

tabelul 2.1. Linia punctată reprezintă „marginea” circuitului de la care se plasează componentele exterioare.

Comutatoarele K_1, K_2, K_3, K_4, K_5 acționate simultan, servesc la selecția modului de lucru: MA sau MF .

După cum se poate remarca din schema bloc, cu excepția blocului de UUS^* a detectorului MF și a etajului audio de putere, circuitul $TBA\ 570$ integrează toate funcțiile active necesare unui radioreceptor MA/MF .

Astfel, pentru recepția MA conține circuitele pentru oscilatorul local, etajul de amestec (mixer), amplificatorul de frecvență intermediară (FI), reglajul automat al amplificării (RAA), detectorul, preamplificatorul audio și etajul de ieșire (driver).

Pentru recepția MF cuprinde amplificatorul FI , limitatorul, preamplificatorul audio și driverul.

În plus, circuitul conține și un etaj stabilizator utilizat la alimentarea tranzistoarelor din blocul UUS , pentru recepția MF sau la alimentarea oscilatorului local pentru recepția MA .

Rolul comutatoarelor este următorul:

- K_1 aduce la intrare fie semnalul de radiofrecvență (RF) trecut prin circuitul acordat de antenă — în cazul recepției MA — fie semnalul de FI modulat în frecvență, rezultat după mixerul din blocul UUS — în cazul recepției MF ;

- La recepția MF , K_2 scoate din funcțiune blocul de RAA pentru a se obține un câștig maxim al amplificatoarelor de FI ;

- în cazul recepției MA , K_3 blochează accesul spre exterior al semnalului de FI , reducând astfel posibilitatea unei reacții pozitive parazite care ar conduce în cele din urmă la o funcționare instabilă;

- K_4 selectează la intrarea preamplificatorului audio informația de la ieșirea detectorului MF sau MA , corespunzător modului de funcționare dorit;

- în cazul recepției MA , K_5 asigură funcționarea oscilatorului prin cuplarea circuitului acordat.

În figura 2.1 este prezentată, de asemenea, și schema de principiu utilizată pentru obținerea celor două tensiuni de alimentare V_1 și V_2 , necesare pentru o funcționare corectă a radioreceptorului figurat în schema bloc generală.

În figura 2.2 se reprezintă *particularizarea schemei bloc generale pentru cazul recepției MA* .

Semnalul, cu frecvența purtătoare f_s , captat de antenă și trecut prin circuitul acordat asociat, se aplică la una din intrările mixerului, terminalul 2, în timp ce la cealaltă intrare, terminalul 3, se aplică un semnal sinusoidal de frecvență f_{osc} , obținut cu ansamblul format din blocurile „oscilator” și „acord

* Blocul UUS este denumit uzual dar impropriu *tuner*. În limbajul uzinal *tuner* înseamnă *selector*. În limbajul comercial prin *tuner* se înțelege partea de $RF + FI + Demodulator +$ $+ Decoder$ ale unui radioreceptor.

oscilator". Ca rezultat al amestecului, în spectrul de semnale obținut la ieșirea mixerului, terminalul 7, va exista și componenta de frecvență $f_i = f_{osc} - f_s$.

Filtrul *FI* extrage componenta de frecvență intermediară f_i , care ajunge, astfel la intrarea amplificatorului *FI*, terminalul 15.

După amplificare și detecție, la ieșirea detectorului, terminalul 5, se va obține semnalul util de audiofrecvență.

Utilizând informația prezentă la nivelul detectorului prin medierea pe grupul RC_1 a amplitudinii semnalului, blocul *RAA* controlează câștigul de conversie al mixerului și amplificarea amplificatorului *FI*, păstrând constantă amplitudinea semnalului de audiofrecvență de la ieșirea detectorului pentru o gamă largă de nivele (0,1 ... 150 mV) ale semnalului de la intrarea radioreceptorului.

Lanțul de amplificare audio cuprinde preamplificatorul audio și etajul de ieșire (driver). Adaptarea de impedanță între ieșirea circuitului și sarcină se face în general prin intermediul unui etaj final în clasă *B*, exterior circuitului integrat. Rețeaua de reacție fixează câștigul în buclă închisă al sistemului pentru semnalul util și stabilizează punctele statice de funcționare ale lanțului audio prin realizarea unei reacții totale în curent continuu. Cu ajutorul potențiometrului *P* se reglează după dorința utilizatorului nivelul de putere în sarcină (difuzor). Capacitatea C_2 , de compensare, asigură stabilitatea amplificatorului.

Particularizarea schemei bloc generale pentru cazul recepției MF este reprezentată în figura 2.3.

În această situație la intrarea circuitului integrat, terminalul 2, este aplicat direct semnalul de frecvență intermediară f_i . Acest semnal, amplificat de primul etaj amplificator *FI* se regăsește la intrarea filtrului, terminalul 7. Ca și în cazul recepției *MA*, contribuția esențială în obținerea caracteristicii de selectivitate este adusă de filtru.

După ce este trecut prin cel de al doilea amplificator de frecvență intermediară, semnalul este aplicat limitatorului *MF*, care înlătură practic complet modulația parazită de amplitudine, perturbăție introdusă în lanțul de transmisie emițător-receptor. Prezența semnalului util la terminalul 7 și funcționarea corectă a limitatorului sînt condiționate de prezența capacității C_1 pe terminalul 6.

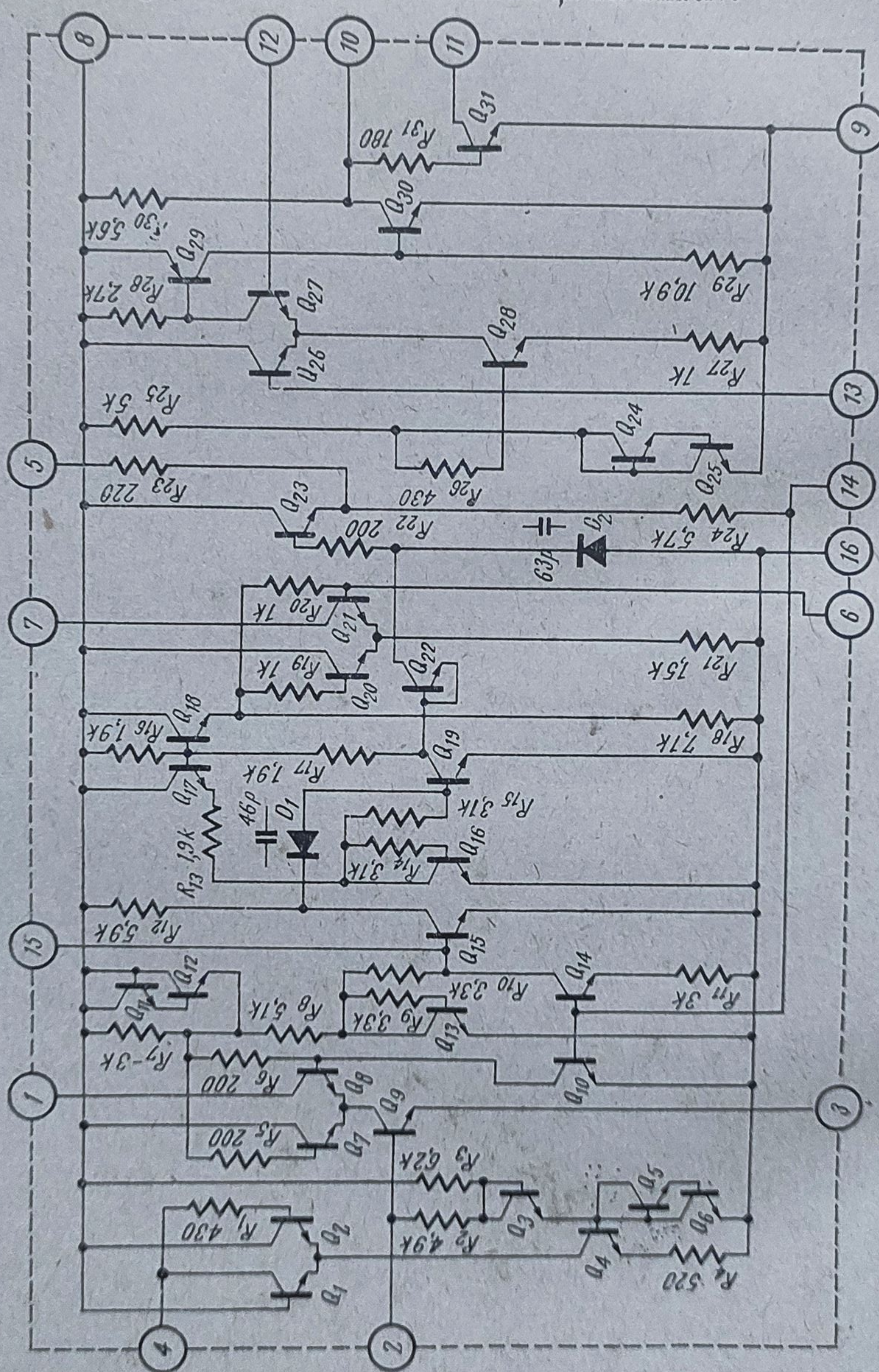
După detecție, semnalul intră în lanțul de audiofrecvență a cărei structură și funcționare este identică cu cea de la recepția *MA*.

După cum se poate remarca, în cazul recepției *MF*, amplificarea semnalului de frecvență intermediară se face pe mai multe etaje. Acest lucru se impune atît datorită frecvenței mai ridicate de lucru (și implicit deci câștigului mai mic pe etaj) cît și a necesității ca semnalul aplicat demodulatorului să fie puternic limitat pentru a înlătura modulația parazită de amplitudine, principala sursă de zgomot și perturbare a funcționării corecte a demodulatorului de *MF*.

2.2. Schema electrică

Schema electrică completă a circuitului integrat *TBA 570* este prezentată în figura 2.4.

Pentru a ușura înțelegerea funcționării, se va face o analiză separată pe blocuri a regimului de curent continuu și alternativ.



2.4 Schema electrică completă a circuitului integrat *TBA 570*.

Înainte de a se trece la o analiză amănunțită a schemelor, este necesar să se facă următoarele precizări:

- Pentru simplificarea calculelor se va considera atât tensiunea bază-emitor a tranzistoarelor deschise (V_{BE}), cât și tensiunea diodelor polarizate direct (V_D) egală cu 0,6 V și independentă de valoarea curentului. În general aceste aproximații nu alterează sensibil precizia rezultatelor obținute. Acolo unde însă va fi cazul se va indica influența calitativă a aproximațiilor făcute;

- Tensiunea de alimentare a circuitului (V_2) va fi considerată ca fiind 5 V, situație tipică, recomandată pentru aplicații;

- Valorile de curent alternativ, acolo unde nu este specificat altfel, sînt valori eficace.

2.2.1. Stabilizatorul

Schema blocului stabilizator este prezentată în figura 2.5.

Blocul stabilizator este alimentat la tensiunea V_2 .

Mărimile de ieșire din acest bloc sînt tensiunea V_{c3} și curentul I_{c4} . Valorile lor trebuie să fie cât mai puțin sensibile la variațiile tensiunii V_2 și ale temperaturii.

Din analiza schemei rezultă direct (tranzistoarele Q_3 , Q_5 și Q_6 au funcția de diodă, avînd baza conectată la colector):

$$V_{c3} = V_{BE3} + V_{BE5} + V_{BE6} = 3V_{BE} = 1,8 \text{ V}; \quad (2.1)$$

$$V_{B4} = 2V_{BE} = 1,2 \text{ V}; \quad (2.2)$$

$$I_{c4} = \frac{V_{B4} - V_{BE4}}{R_4} \cong 1 \text{ mA}. \quad (2.3)$$

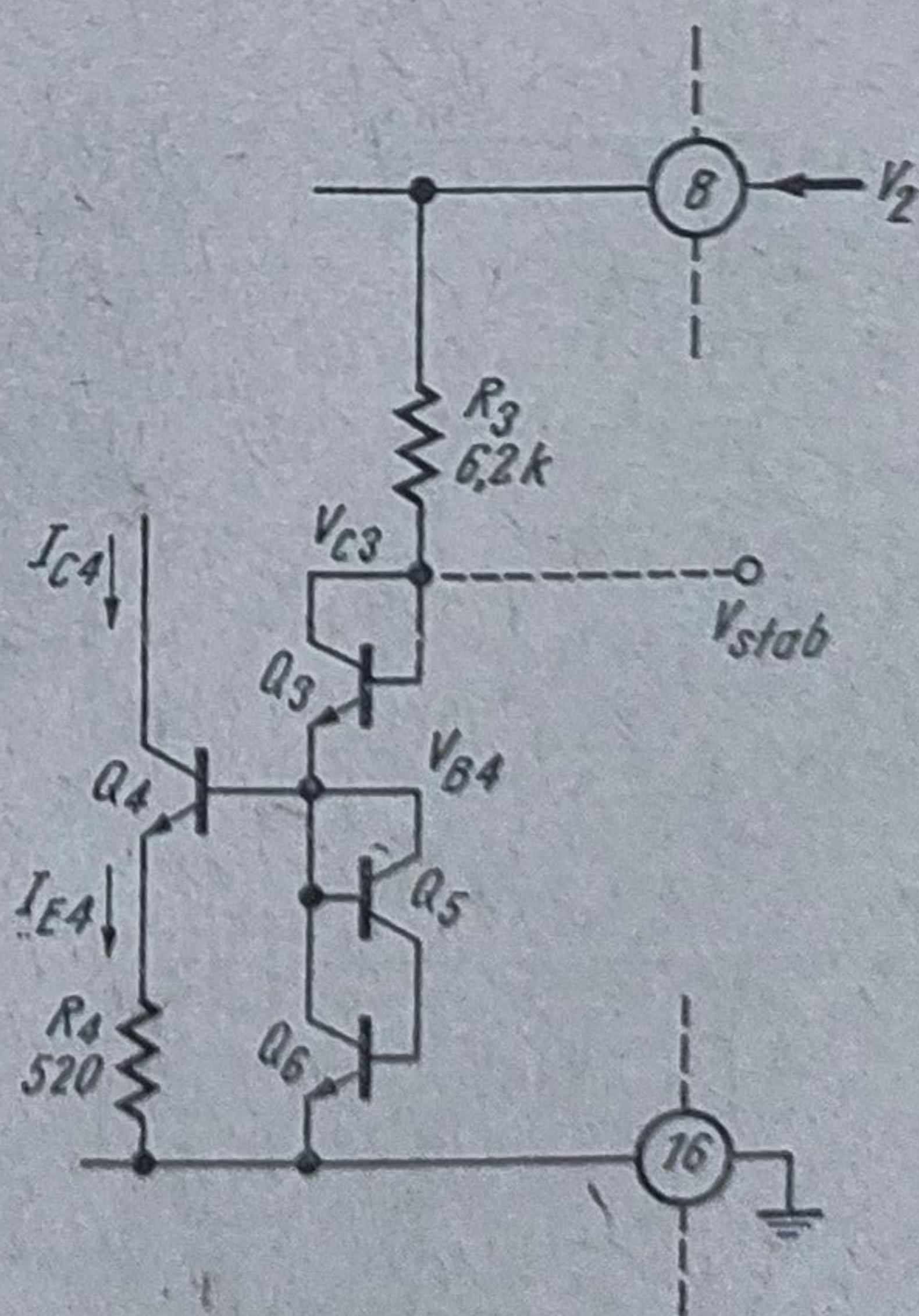
La variațiile tensiunii de alimentare V_2 , tensiunea V_{c3} se va modifica după legea tensiune-curent a trei diode polarizate direct legate în serie, cu mai puțin de 0,1 V pe diodă, schema fiind de fapt echivalentă cu un stabilizator de tip derivație; la variația V_2 între 4 și 18 V, tensiunea V_{c3} variază cu mai puțin de 0,3 V, factorul de stabilizare fiind de cca. 1/50.

Din punct de vedere termic V_{c3} cumulează variațiile cu temperatura a celor trei tensiuni bază-emitor, deci

$$\frac{\Delta V_{c3}}{\Delta T} \cong -6 \text{ mV}/^\circ\text{C}. \quad (2.4)$$

Curentul I_{c4} va depinde și el de tensiunea de alimentare datorită variației lui V_{B4} .

Datorită compensării uneia din tensiunile emitor-bază ale tranzistoarelor Q_5 și



2.5 Schema blocului stabilizator.

Q_6 , de către tensiunea emitor-bază a tranzistorului Q_4 , variația cu temperatura a curentului I_{C4} va fi dată de relația:

$$\frac{\Delta I_{C4}}{\Delta T} + \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \cdot \frac{1}{R_4} \cong -4 \mu A/^{\circ}C. \quad (2.5)$$

Evident, se poate face un calcul mult mai exact, dar esențial de reținut este faptul că stabilizatorul furnizează o tensiune V_{C3} și un curent I_{C4} relativ puțin influențate de tensiunea de alimentare și de variațiile temperaturii.

2.2.2. Oscilatorul

Schema oscilatorului local pentru recepția MA este prezentată în figura 2.6.

Elementele conținute de circuitul integrat, care concură la realizarea blocului oscilator sînt R_1 , Q_1 și Q_2 . Această configurație, în care tranzistoarele au emitorul comun și intrarea interconectată cu ieșirea, oferă avantajul esențial al necesității unui singur terminal pentru conectarea circuitului acordat LC , și în plus — după cum se va arăta în continuare — al faptului că frecvența de oscilație este determinată practic numai de acest circuit.

Modul de închidere al buclei de reacție este următorul (v. figura 2.6): dacă V_{BE1} crește, I_{C1} crește, V_{CE1} scade, V_{BE2} scade și I_{C2} scade. Deoarece suma

$$I_{C1} + I_{C2} = I_{C4} \cong \text{constant}$$

(la o valoare impusă de blocul stabilizator), scăderea curentului I_{C2} antrenează o creștere a curentului I_{C1} , deci o *reacție pozitivă*.

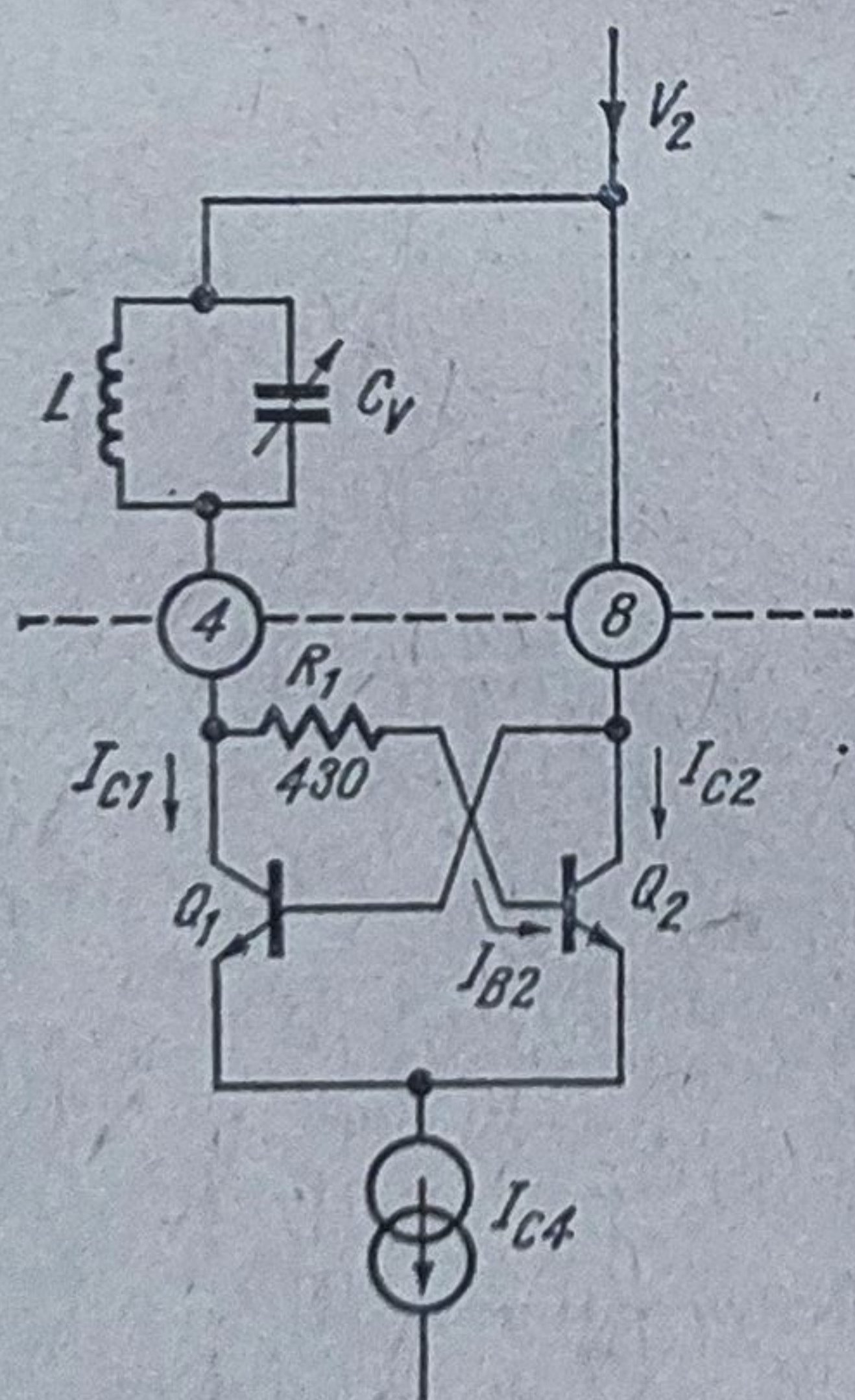
Urmărind această descriere, se poate deduce o expresie simplificată a condiției de oscilație. Se va presupune că etajul Q_1 , Q_2 este echilibrat și că circuitul acordat LC este la rezonanță, avînd o impedanță $Z = Z_0$.

Fie ΔI_{C1} o variație a curentului I_{C1} . În mod corespunzător, variația curentului de bază și de colector al tranzistorului Q_2 , rezultă:

$$\Delta I_{B2} = - \frac{Z_0}{Z_0 + R_1 + h_{11e2}} \Delta I_{C1}, \quad (2.6)$$

iar

$$\Delta I_{C2} = h_{21e2} \Delta I_{B2}, \quad (2.7)$$



2.6 Schema oscilatorului local pentru recepția MA.

Pentru amorsarea oscilațiilor este necesar să se realizeze următoarele condiții, care rezultă direct din relația lui Barkhausen:

(1) ΔI_{c2} să fie în fază cu ΔI_{c1} , condiție îndeplinită practic la frecvența de rezonanță a circuitului acordat;

(2) $\Delta I_{c2} \geq \Delta I_{c1}$, condiție care ținând cont de relațiile 2.6 și 2.7 se reduce la

$$h_{21e,2} \left(\frac{Z_0}{Z_0 + R_1 + h_{11e,2}} \right) \geq 1. \quad (2.8)$$

Inegalitatea 2.8 se realizează fără nici o dificultate deoarece Z_0 este de ordinul zecilor sau sutelor de $k\Omega$ și R_1 și $h_{11e,2}$ de ordinul $k\Omega$.

Amplitudinea de oscilație se stabilizează la acea valoare pentru care — ca urmare a modificării valorilor medii ale parametrilor tranzistoarelor — relația 2.8 devine o egalitate.

Modificarea frecvenței de oscilație se face prin schimbarea frecvenței de rezonanță a circuitului acordat prin intermediul capacității variabile C_v (vezi figura 2.6).

Problema care se pune la oscilatorul local al radioreceptoarelor este menținerea cât mai constantă a amplitudinii și frecvenței oscilațiilor. În cazul concret al circuitului TBA 570, rezolvarea eficientă a acestei probleme se face prin alimentarea în curent constant a grupului Q_1, Q_2 cuplat prin emitor. Cuplajul prin emitor asigură păstrarea defazajului la o valoare constantă pe buclă pînă la frecvențe mari de lucru; rezultă deci că *stabilitatea frecvenței de oscilație este determinată practic numai de circuitul acordat*.

Alte probleme particulare, care apar în legătură cu oscilatorul vor fi analizate în cadrul schemelor concrete de aplicații.

În concluzie, se poate spune că oscilatorul furnizează etajului amestecător (mixer) o tensiune sinusoidală de amplitudine constantă și cu o frecvență care depinde — atît ca valoare, cît și ca stabilitate — practic numai de elementele exterioare circuitului.

2.2.3. Mixerul (sau primul amplificator FI—MF)

Schema corespunzătoare este prezentată în figura 2.7. a.

Acest etaj are o funcție duală în funcție de poziția comutatorului K_5 — vezi figura 2.7. În cazul recepției MA lucrează ca mixer, iar în cazul recepției MF constituie primul amplificator de frecvență intermediară.

Funcționarea ca mixer (etaj de amestec)

Rolul de mixer propriu-zis îl are tranzistorul Q_3 , datorită caracteristicii neliniare curent de colector-tensiune bază-emitor. Stabilirea punctului static de funcționare pentru Q_3 se face alimentînd baza lui prin divizorul R_2, R_3

În cazul absenței curentului de RAA (I_{C10} — vezi § 2.2.5) etajul Q_7 , Q_8 este echilibrat, tranzistoarele fiind identice, deci

$$I_{C7} = I_{C8} = I_{C9}/2 = 0,55 \text{ mA.} \quad (2.12)$$

Ținând cont că V_{B9} și V_{E12} sînt tensiuni stabilizate (vezi relațiile 2.1, 2.10 și 2.17 și figura 2.8), rezultă și pentru punctul static de funcționare al elementelor active din acest etaj o bună stabilitate.

Semnalul de radiofrecvență se aplică la terminalul 2, pe baza tranzistorului Q_9 . Pe terminalul 3, prin intermediul condensatorului de cuplaj C și comutatorului K_5 se aplică semnalul sinusoidal de la oscilatorul local. Pentru a reduce la minimum produsele neliniare de amestec și radiația oscilatorului către alte etaje din circuit, semnalul aplicat pe emitorul lui Q_2 trebuie să fie de aproximativ $30 \dots 40 \text{ mV}_{ef}$ ($80-110 \text{ mV}_{vv}$).

Modul în care semnalul de RAA acționează pentru a modifica amplificarea mixerului reiese din schema echivalentă simplificată prezentată în figura 2.7. b.

Din această schemă echivalentă rezultă că valoarea componentei alternative, i_8 , a curentului de colector al tranzistorului Q_8 este controlată de împărțirea componentei de curent continuu a curentului de colector al tranzistorului Q_9 — I_{C9} — între tranzistoarele Q_7 și Q_8 .

Într-adevăr, deoarece

$$r_e = \frac{kT}{qI_E} \quad (2.13)$$

se obține (vezi figura 2.7.b).

$$i_8 = i_9 \frac{r_{e7}}{r_{e7} + r_{e8}} = i_9 \frac{I_{E8}}{I_{E7} + I_{E8}} = i_9 \frac{I_{E8}}{I_{C9}}. \quad (2.14)$$

Curentul de RAA (I_{C10}) modifică raportul de divizare al curenților I_{E7} , I_{E8} și deci valoarea componentei i_8 .

Se observă că amplificarea etajului variază în sens invers sensului de variație a curentului de RAA .

Ansamblul Q_9 , Q_8 constituie un etaj cascod în care reacția internă (y_{12}) de la ieșirea semnalului de frecvență intermediară (terminalul 1), la intrarea mixerului (terminalul 2) este foarte mică, permițînd în acest mod, lucrul pe o impedanță de colector mare, deci și o amplificare de conversie mare.

În concluzie mixerul circuitului integrat TBA 570 se caracterizează printr-un *cîștig de conversie ridicat și reglabil* prin intermediul semnalului RAA , I_{C10} .

Rezistența de intrare a mixerului (terminalul 2) este de cca. $2,5 \text{ k}\Omega$ pentru $f = 455 \text{ kHz}$ și $1,2 \text{ k}\Omega$ pentru $f = 10,7 \text{ MHz}$.

Funcționarea ca amplificator FI—MF

În această situație tranzistorul Q_9 funcționează pentru semnalul alternativ cu emitorul la masă (în figura 2.7 a, comutatorul K_5 în poziția 2).

Datorită consumului suplimentar de curent din terminalul 2 de către tranzistoarele din blocul UUS , va avea loc o mică modificare a punctelor statice ca urmare a modificării tensiunii V_{B9} .

Calculul noii valori a tensiunii V_{B9} se poate face plecând de la curentul total (I_T) absorbit de la această bornă, utilizând relația:

$$V_{B9} = V_{C3} - I_T R_2. \quad (2.15)$$

Trebuie observat și subliniat faptul că tensiunea de la terminalul 2 utilizată la polarizarea bazelor tranzistoarelor din blocul UUS este stabilizată *numai în raport cu variațiile tensiunii de alimentare și ale temperaturii*. (Într-adevăr, rezistența de ieșire în c.c. la terminalul 2 este $R_2 = 4,9 \text{ k}\Omega$; dar consumul spre blocul UUS este practic constant chiar dacă primul etaj din bloc ar fi controlat de RAA).

Din punct de vedere alternativ, semnalul de frecvență intermediară MF provenit din blocul UUS , aplicat circuitului tot la terminalul 2, deci pe baza lui Q_9 , este amplificat de etajul cascod Q_9, Q_8 .

Deoarece în funcționarea sa ca amplificator de FI curentul de RAA , I_{C10} , lipsește, etajul lucrează cu amplificare maximă. Ca și în cazul funcționării ca mixer, tensiunea de $FI-MF$ maximă disponibilă în colectorul lui Q_8 este de cca. $1,8 V_{vv}$ și independentă de tensiunea de alimentare, așa cum rezultă din relația:

$$V_{CE8} = V_2 - V_{E12} + V_{BE8} = V_2 - (V_2 - 2V_{BE}) + V_{BE} = 3V_{BE} = 1,8 \text{ V}. \quad (2.16)$$

2.2.4. Amplificatorul de frecvență intermediară $MA-MF$.

După cum s-a remarcat încă de la descrierea schemei bloc (vezi figura 2.1, 2.2 și 2.3) acest etaj este comun atât pentru funcționarea MA , cât și pentru funcționarea MF .

Schema amplificatorului de frecvență intermediară cuprinde două etaje și este prezentată în figura 2.8.

Regimul de curent continuu

În descrierea care urmează se va considera pentru tensiunea V_2 valoarea uzuală de 5 V.

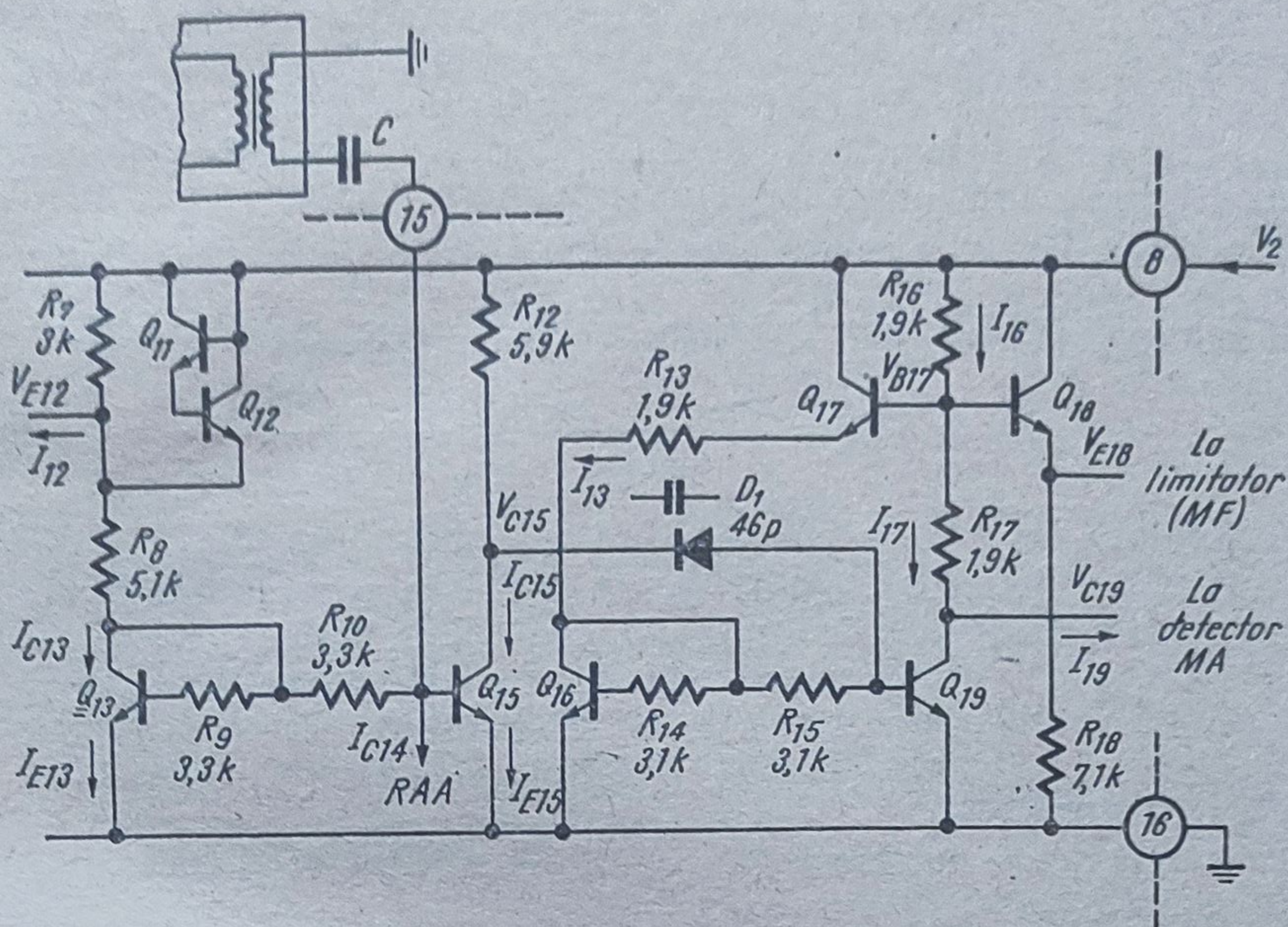
Evident,

$$V_{E12} = V_2 - 2V_{BE} = 3,8 \text{ V}. \quad (2.17)$$

Neglijând curentul de bază al tranzistoarelor Q_{13} și Q_{15} , deci și căderea de tensiune pe R_9 , rezultă curentul de colector al tranzistoarului Q_{13} :

$$I_{C13} = \frac{V_{E12} - V_{BE13}}{R_8} \cong 0,62 \text{ mA}. \quad (2.18)$$

O problemă importantă o constituie găsirea valorii minime a tensiunii V_2 pentru care tranzistoarele Q_{11} și Q_{12} , conectate ca diode, mai rămân în



2.8 Schema amplificatorului de frecvență intermediară (FI).

conducție, asigurând stabilizarea tensiunii V_{E12} și a etajelor alimentate cu această tensiune.

În cazul limită în care $I_{E12} \ll I_{R7}$ și $V_{BE11} = V_{BE12} = 0,6$ V, valoarea minimă a curentului de colector al tranzistorului Q_{13} este:

$$I_{C13min} = \frac{V_{2min} - V_{BE}}{R_7 + R_8}. \quad (2.19)$$

Diodele Q_{11} și Q_{12} rămân deschise dacă:

$$I_{C13min} R_7 = V_{BE11} + V_{BE12}. \quad (2.20)$$

Din relațiile 2.19 și 2.20 rezultă valoarea minimă V_{2min} a tensiunii de alimentare:

$$V_{2min} = 2 \frac{V_{BE}}{R_7} (R_7 + R_8) - V_{BE}. \quad (2.21)$$

Introducând valorile numerice cunoscute, se obține:

$$V_{2min} = 3,8 \text{ V}. \quad (2.22)$$

Datorită prezenței rezistenței R_7 , tranzistorul Q_{13} funcționează și pentru tensiuni de alimentare sub 3,8 V, dar în acest caz nu se mai asigură stabilizarea tensiunii V_{E12} . În concluzie TBA 570 nu este potrivit pentru utilizarea în receptoarele alimentate cu o tensiune nominală mai mică de 6 V.

Rolul de amplificator de frecvență intermediară îl au tranzistoarele Q_{15} și Q_{19} . Restul elementelor servește la obținerea tensiunii V_{E12} , la stabilirea punctelor statice de funcționare ale celor două etaje amplificatoare (Q_{15} și Q_{19}) la realizarea elementelor de cuplaj între cele două etaje — de exemplu dioda D_1 , polarizată invers, la care se folosește capacitatea de barieră — și la obținerea tensiunii V_{E18} necesară fixării punctelor statice ale limitatorului.

Curentul de colector al tranzistorului Q_{15} este dat de relația:

$$I_{C15} = I_{C13} = \frac{V_{E12} - V_{BE13}}{R_8} = \frac{V_2 - 3V_{BE}}{R_8}. \quad (2.23)$$

(cca. 0,65 mA când $V_2 = 5$ V și cca. 3 mA când $V_2 = 18$ V)

Relația 2.23 este valabilă în condițiile în care tranzistoarele Q_{13} și Q_{15} se consideră identice, se neglijează curenții de bază ai acestora, curentul de RAA I_{C14} și se presupune că tensiunea V_2 este mai mare de 3,8 V. Datorită acestei configurații, variațiile cu temperatura ale celor două tensiuni bază-emitor sînt practic identice și relația 2.23 este valabilă într-o gamă largă de temperatură.

O situație asemănătoare va fi întâlnită și al cel de al doilea etaj amplificator de FI.

Presupunînd dioda D_1 blocată și ținînd cont de relația 2.23 rezultă potențialul colectorului tranzistorului Q_{15} :

$$V_{C15} = V_2 - R_{12}I_{C15} = V_2 - \frac{R_{12}}{R_8}(V_2 - 3V_{BE}). \quad (2.24)$$

Înlocuind valorile numerice, se obține

$$V_{C15} \cong 3 V_{BE} = 1,8 \text{ V}. \quad (2.25)$$

Acum se poate verifica și faptul că dioda D_1 este blocată. Într-adevăr, ea este polarizată invers, avînd catodul la 1,8 V și anodul la $V_{B19} = 0,6$ V.

Din punct de vedere al funcționării în curent continuu, rezistențele R_9 și R_{10} ar fi putut să lipsească, bazele lui Q_{13} și Q_{15} putînd fi conectate direct la colectorul lui Q_{13} .

Prin introducerea rezistenței R_{10} se mărește impedanța de intrare la nivelul bazei tranzistorului Q_{15} , iar prin introducerea rezistenței R_9 se asigură și simetria de curent continuu.

Dioda D_1 polarizată invers, asigură prin capacitatea sa de barieră cuplajul cu cel de al doilea etaj de frecvență intermediară. Valoarea acestei capacități este de aproximativ 46 pF.

În cel de al doilea etaj, funcția de amplificare este realizată de tranzistorul Q_{19} . Restul elementelor, cu excepția repetitorului Q_{18} , contribuie la stabilizarea tensiunii de colector a lui Q_{19} , condiție esențială pentru a realiza o detecție satisfăcătoare și un RAA corect, chiar într-un domeniu larg de variație a tensiunii de alimentare și temperaturii.

Calculul se va face cu aceleași ipoteze simplificatoare ca și în cazul etajului precedent.

Dacă se notează

$$I_{16} = I_{17} = I_{19} = I \quad (2.26)$$

$$R_{13} = R_{17} = R_{16} = 1,9 \text{ k}\Omega = R \quad (2.27)$$

și
rezultă:

$$V_{c19} = V_2 - R_{16}I_{16} - R_{17}I_{17} = V_2 - 2RI. \quad (2.28)$$

Pentru curentul I se poate scrie următoarea expresie:

$$I = I_{c13} = \frac{V_{B17} - V_{BE17} - V_{BE16}}{R_{13}} = \frac{V_{B17} - 2V_{BE}}{R}. \quad (2.29)$$

În relația 2.29 s-a neglijat căderea de tensiune datorată curentului de bază al tranzistorului Q_{16} pe rezistența R_{14} .

Deoarece

$$V_{B17} = V_2 - R_{16}I_{16} = V_2 - RI \quad (2.30)$$

și înlocuind 2.30 în 2.29 se obține

$$I = \frac{V_2}{2R} - \frac{V_{BE}}{R}. \quad (2.31)$$

Din relațiile 2.28 și 2.31 rezultă potențialul de curent continuu pentru colectorul tranzistorului Q_{19} :

$$V_{c19} = V_2 - 2R \left(\frac{V_2}{2R} - \frac{V_{BE}}{R} \right) = 2V_{BE}. \quad (2.32)$$

Este important să calculăm și valoarea tensiunii V_{E18} , deoarece ea servește la stabilirea punctelor de funcționare statice în etajul limitator:

$$\begin{aligned} V_{E18} &= V_{B17} - V_{BE} = \frac{V_2 - V_{c19}}{2} - V_{BE} = \\ &= \frac{V_2 + 2V_{BE}}{2} - V_{BE} = \frac{V_2}{2}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Regimul dinamic

Atât la funcționarea MA cât și MF semnalul de frecvență intermediară de la ieșirea filtrului este aplicat bazei primului tranzistor amplificator de frecvență intermediară Q_{15} , prin intermediul capacității de cuplaj C .

În cazul funcționării MF , etajul de RAA este scos din funcțiune ($I_{c14} = 0$) și Q_{15} lucrează la amplificarea maximă posibilă. Potențialul de curent

continuu al colectorului său este practic constant, avînd o valoare dată cu bună aproximație de relația 2.25.

În cazul *funcționării* MA intervine curentul de RAA, I_{C14} , dependent de nivelul purtătoarei, care modifică polarizarea lui Q_{15} , deci amplificarea acestuia. Pe măsură ce I_{C14} crește, curentul de bază a lui Q_{15} scade, deci scade și I_{C15} , iar amplificarea acestui etaj se micșorează. Această afirmație se verifică plecînd de la relația aproximativă care dă câștigul în tensiune pentru un tranzistor în conexiune EC:

$$a_v \simeq |y_{21e}| R_c \simeq \text{const. } I_C, \quad (2.34)$$

unde R_c este rezistența echivalentă din colector iar $|y_{21e}|$ este modulul admitanței de transfer (pantei). Rezultă o *dependență practic direct proporțională a câștigului în tensiune în funcție de curentul de colector*.

Cuplajul (în curent alternativ) între colectorul lui Q_{15} și baza lui Q_{19} se realizează prin capacitatea de barieră a diodei D_1 (o joncțiune bază-emiter), polarizată invers; în condiții normale de lucru valoarea acestei capacități este de aproximativ 46 pF. Datorită cuplajului în curent alternativ polarizarea lui Q_{19} nu este influențată de cea a lui Q_{15} , deci de intervenția curentului de RAA.

Dioda D_1 determină limita superioară a tensiunii de alimentare pe terminalul 8; limitarea este dată de tensiunea inversă maximă care se poate aplica pe această diodă, fără a se ajunge la străpungere în regiunea Zener (o valoare tipică este 7 V).

Semnalul de frecvență intermediară după o nouă amplificare prin Q_{19} este aplicat — din colectorul lui Q_{19} — detectorului MA și prin intermediul repetorului Q_{18} limitatorului, după ce a fost divizat în prealabil pe R_{16} și R_{17} .

2.2.5. Detectorul de MA și sistemul de RAA

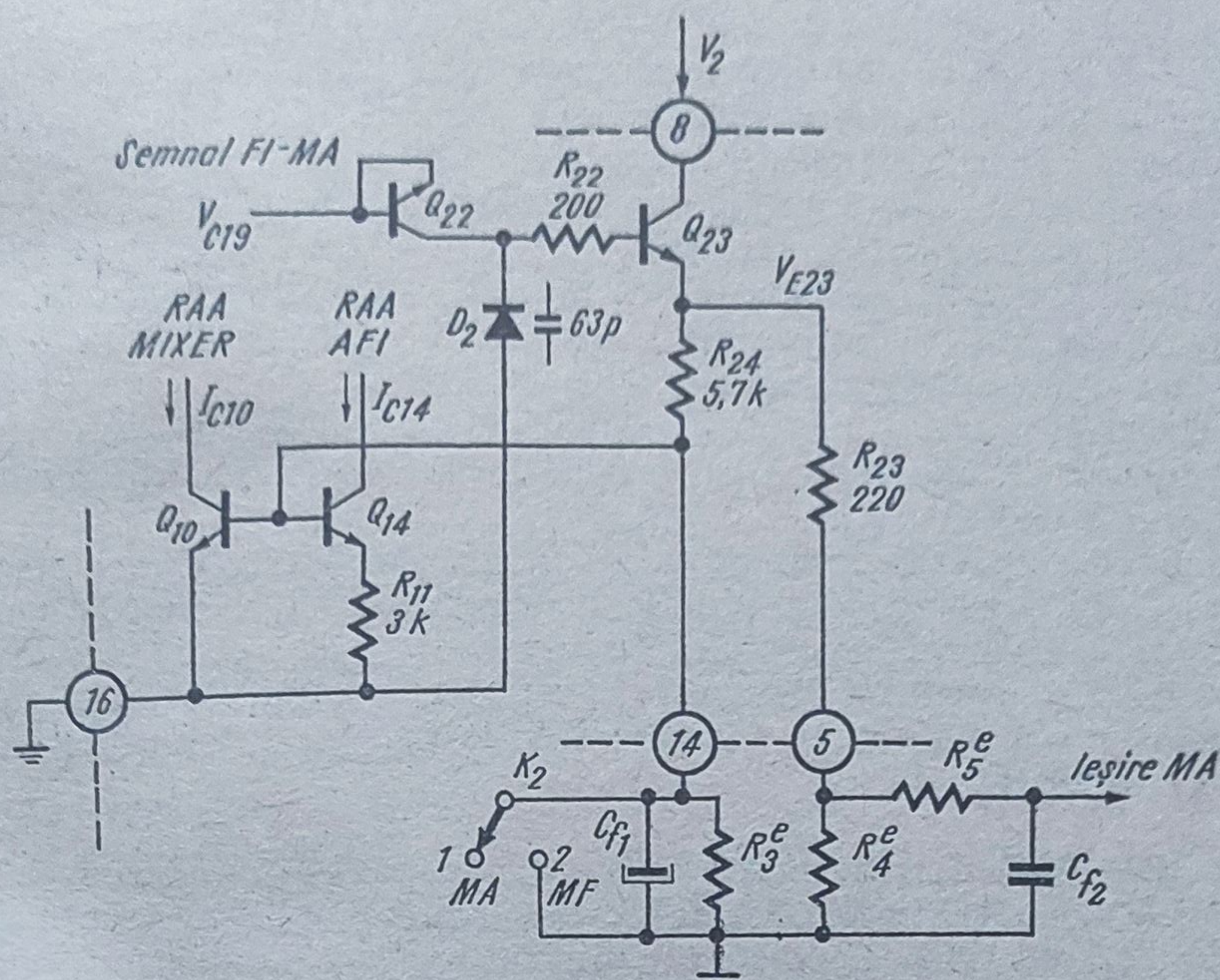
Aceste două blocuri vor fi analizate împreună, deoarece funcționarea etajului RAA este strîns legată de cea a detectorului. Schema electrică este prezentată în figura 2.9.

Într-o separare convențională, elementele componente ale detectorului sînt Q_{22} , D_2 , R_{22} și Q_{23} , iar ale etajului de RAA, Q_{10} , Q_{14} , și R_{11} .

Recepție MA (Comutatorul K_2 — vezi figura 2.9 — în poziția 1).

Rolul diodei din detector este preluat în acest circuit de joncțiunea colector-bază a tranzistorului Q_{22} conectat ca diodă. Constanta de timp a grupului de detecție este determinată de capacitatea de barieră a diodei D_2 polarizată invers (aproximativ 63 pF), conectată în paralel cu impedanța de intrare a repetorului pe emitor Q_{23} . În conformitate cu calculele de curent continuu făcute pentru amplificatorul de frecvență intermediară (vezi relația 2.32)

$$V_{C10} = 2V_{BE} = 1,2 \text{ V.}$$



2.9 Schema detectorului și a etajului RAA.

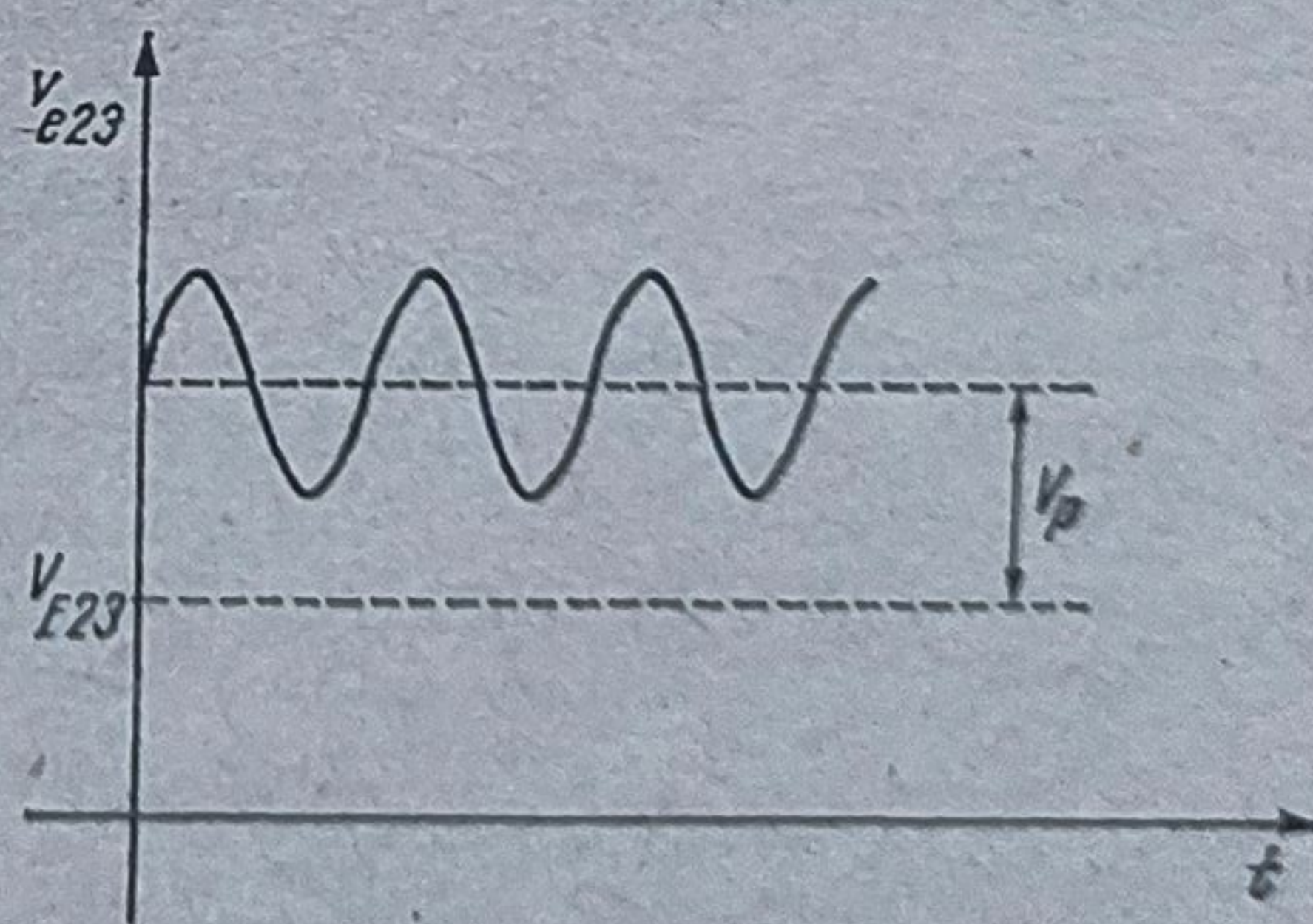
Scăzând din această tensiune V_{BE23} și V_{BC22} ar rezulta că emitorul tranzistorului Q_{23} este la un potențial nul. În realitate, luând în considerație curenții de bază care au fost neglijăți și variațiile tensiunii joncțiunilor în funcție de valoarea curenților direcți, se obține o valoare tipică

$$V_{E23} = 0,4 \text{ V.}$$

Pentru un semnal modulată în amplitudine, ca urmare a procesului de detecție, pe baza lui Q_{23} va apărea înfășurătoarea semnalului de frecvență intermediară suprapusă peste o componentă continuă. Forma tensiunii din emitorul lui Q_{23} (v_{e23}) obținută în prezența unui semnal modulată în amplitudine aplicat la intrarea circuitului este prezentată în figura 2.10. La terminalul 5 este conectată rezistența exterioară de sarcină a modulatorului de MA (R_5^e).

În această figură V_p este amplitudinea medie a purtătoarei.

Tensiunea pentru reglajul automat al amplificării (RAA) se obține divizând tensiunea din emitorul lui Q_{23} cu rezistențele R_{24} și R_3^e . Tensiunea

2.10 Forma de undă în emitorul tranzistorului Q_{23} .

de RAA care se aplică pe bazele tranzistoarelor Q_{10} și Q_{14} este filtrată de componentele audio cu ajutorul condensatorului C_{f1} .

Cînd această tensiune depășește 0,6 V, tranzistoarele Q_{10} și Q_{14} se deschid, acționînd prin intermediul curenților corespunzători de colector I_{c10} și I_{c14} asupra amplificării mixerului și respectiv asupra primului etaj al amplificatorului de frecvență intermediară. În acest mod se asigură independența semnalului de audiofrecvență de nivelul semnalului captat de antenă.

Pragul de intrare în acțiune a sistemului RAA se fixează odată cu alegerea corespunzătoare a rezistenței exterioare R_3^e .

Rezistența R_{11} creează un dezechilibru între Q_{10} și Q_{14} care duce în final la acțiuni diferite asupra celor două etaje controlate prin curenții de RAA I_{c10} și respectiv I_{c14} .

În final trebuie observat că prin variația sarcinii exterioare conectată pe terminalul 5, determinată practic de rezistența R_4^e , se poate modifica impedanța de intrare a repetorului format de Q_{23} , deci constanta de timp a detectorului. Grupul $R_5^e C_{f2}$ servește la o filtrare suplimentară a semnalului de audiofrecvență obținut la terminalul 5, înainte de intrarea acestuia în lanțul de audiofrecvență.

Recepție MF. Comutatorul K_2 este în poziția 2 — vezi figura 2.9, sistemul RAA blocat și etajele controlate vor lucra la amplificarea lor maximă. Și în acest caz continuă să existe în emitorul lui Q_{23} o componentă continuă proporțională cu amplitudinea purtătoarei ajunsă la nivelul detectorului.

Prezența pe terminalul 5 a unei componente continue, atît în cazul recepției MA cît și MF , al cărei nivel depinde de amplitudinea purtătoarei, face posibilă utilizarea ei pentru acționarea unui sistem de indicare optică a acordului.

Un avantaj major determinat de includerea detectorului în circuitul integrat îl constituie radiația redusă a armonicilor semnalului FI de la detector, deci un cuplaj parazit foarte slab detector-antena de ferită și ca urmare posibilități scăzute de reacții parazite pe această cale.

2.2.6. Limitatorul

Schema electrică a limitatorului pentru recepția MF este prezentată în figura 2.11.

Elementele din circuitul $TBA\ 570$, care îndeplinesc această funcție, sînt R_{19} , R_{20} , R_{21} , Q_{20} , Q_{21} . După cum s-a arătat la analiza schemei bloc (vezi § 2.1.2) acest etaj este specific funcționării MF . Poziția în care se află comutatorul K_3 , în figura 2.11 corespunde acestei funcționări.

Din analiza regimului de curenți continuu al etajului amplificator FI , a rezultat (vezi relația 2.33).

$$V_{E18} = \frac{V_a}{2}$$

Curentul total al tranzistoarelor Q_{20} și Q_{21} are valoarea

$$I_{21} = \frac{V_{E18} - V_{BE}}{R_{21}} = \frac{V_2 - 2V_{BE}}{2R_{21}} \cong 1.9 \text{ mA.} \quad (2.35)$$

Etajul Q_{20} , Q_{21} fiind echilibrat, rezultă

$$I_{C21} = I_{C20} = I_{21}/2 = 0.95 \text{ mA.} \quad (2.36)$$

Semnalul de frecvență intermediară obținut în emitorul tranzistorului repetor Q_{18} din amplificatorul FI este aplicat prin rezistențele R_{19} și R_{20} tranzistoarelor Q_{20} , respectiv Q_{21} . Capacitatea C pune practic la masă baza lui Q_{21} din punct de vedere alternativ, astfel că semnalul va apărea în colectorul lui Q_{21} prin intermediul lui Q_{20} . Pentru un nivel al semnalului de intrare corespunzător funcționării în limitări, emitorul lui Q_{20} , care repetă practic semnalul din baza sa, va avea o astfel de excursie încât va determina pe Q_{21} să treacă prin cele două situații extreme de funcționare

$$I_{C21} = I_{21}$$

și respectiv

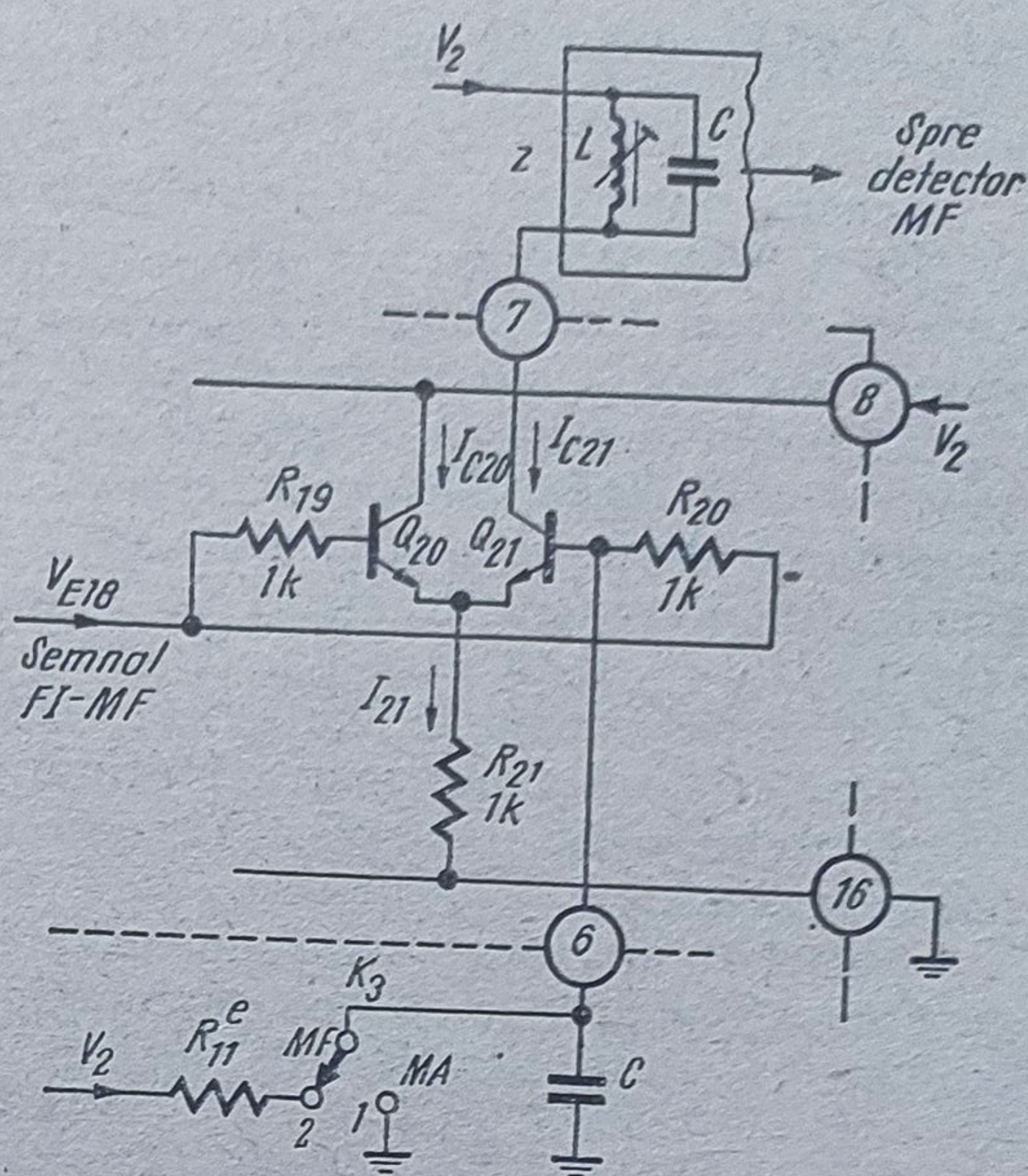
$$I_{C21} = 0.$$

În acest mod începînd de la un anumit nivel al semnalului de intrare, tensiunea obținută pe circuitul acordat din colector se limitează datorită excursiei fixate a curentului I_{C21} ; etajul funcționează deci în regim de limitator.

Ca efect al limitării se diminuează influența modulației parazite de amplitudine și se obține un efect de independență al semnalului de audiofrecvență față de nivelul semnalului aplicat la intrarea circuitului, de la un anumit semnal de FI—MF (cca. $100 \mu\text{V}$) aplicat la intrarea 2 a circuitului integrat.

Circuitul acordat din colectorul lui Q_{21} reface forma sinusoidală a semnalului, contribuie la realizarea caracteristicii totale de selectivitate și asigură cuplajul cu detectorul MF.

În cazul funcționării MA comutatorul K_3 este trecut în poziția 1, tranzistorul Q_{20} este blocat și semnalul MA ajuns la intrarea circuitului (terminalul 2) este suprimat în mod adecvat diminuînd posibilitatea cuplajelor parazite exterioare.



2.11 Schema limitatorului.

2.2.7. Amplificatorul de audiofrecvență

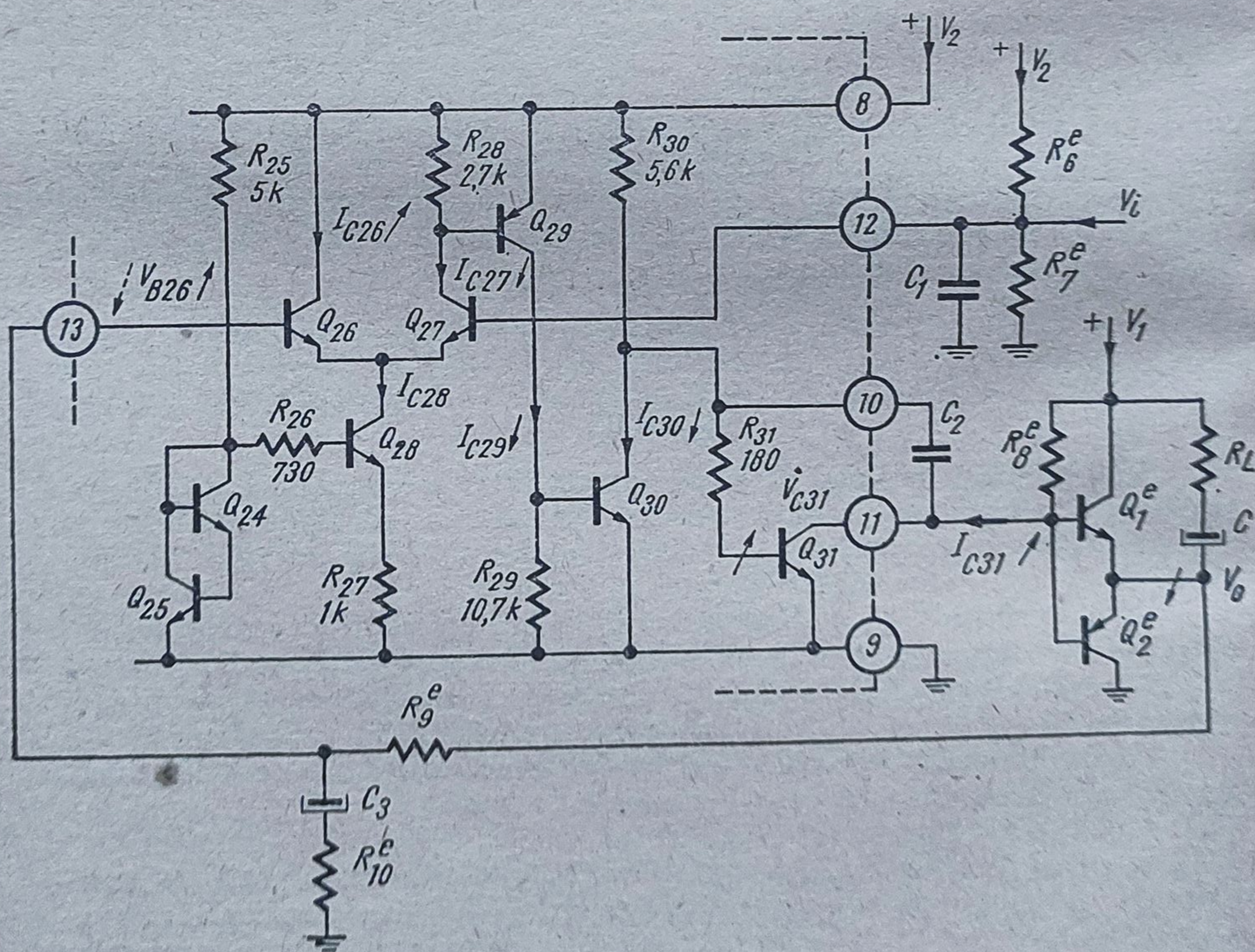
Schema amplificatorului de audiofrecvență este prezentată în figura 2.12.

Elementele componente ale amplificatorului de audiofrecvență conținute de circuitul integrat sînt $R_{25} \dots R_{30}$, $Q_{24} \dots Q_{30}$ și R_{31} , Q_{31} care constituie preamplificatorul și, respectiv, etajul de ieșire.

Trebuie observat că în general sarcina (difuzorul) nu se conectează direct la etajul de ieșire (deoarece acesta nu asigură puterea necesară și prezintă o impedanță de ieșire relativ ridicată), ci prin intermediul unui etaj final amplificator de putere. În figura 2.12, acest etaj de putere este realizat de tranzistoarele Q_1^e și Q_2^e care funcționează în clasă B. Deși schema etajului de putere este prezentată simplificat, ea conține toate elementele esențiale care caracterizează funcționarea lanțului audio.

Lanțului audio i se aplică o reacție negativă (în curent continuu și în curent alternativ).

Reacția de curent continuu asigură atât stabilirea cât și stabilizarea (menținerea) punctelor statice de funcționare, iar cea de curent alternativ stabilizarea valorii amplificării lanțului.



2.12 Lanțul de audiofrecvență.

Buclo de reacție se închide în curent continuu prin joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_1^e (sau Q_2^e) și rezistența R_9^e ; în curent alternativ intervine și rezistența R_{10}^e .

Pentru a urmări modul în care acționează reacția în curent continuu se va presupune o creștere a tensiunii V_{B26} (vezi figura 2.12).

Creșterea tensiunii V_{B26} determină o creștere a curentului I_{C26} , deci o scădere a curentului I_{C27} , deoarece etajul diferențial Q_{26}, Q_{27} este alimentat cu curent constant (de generatorul de curent constant realizat de tranzistorul Q_{28}).

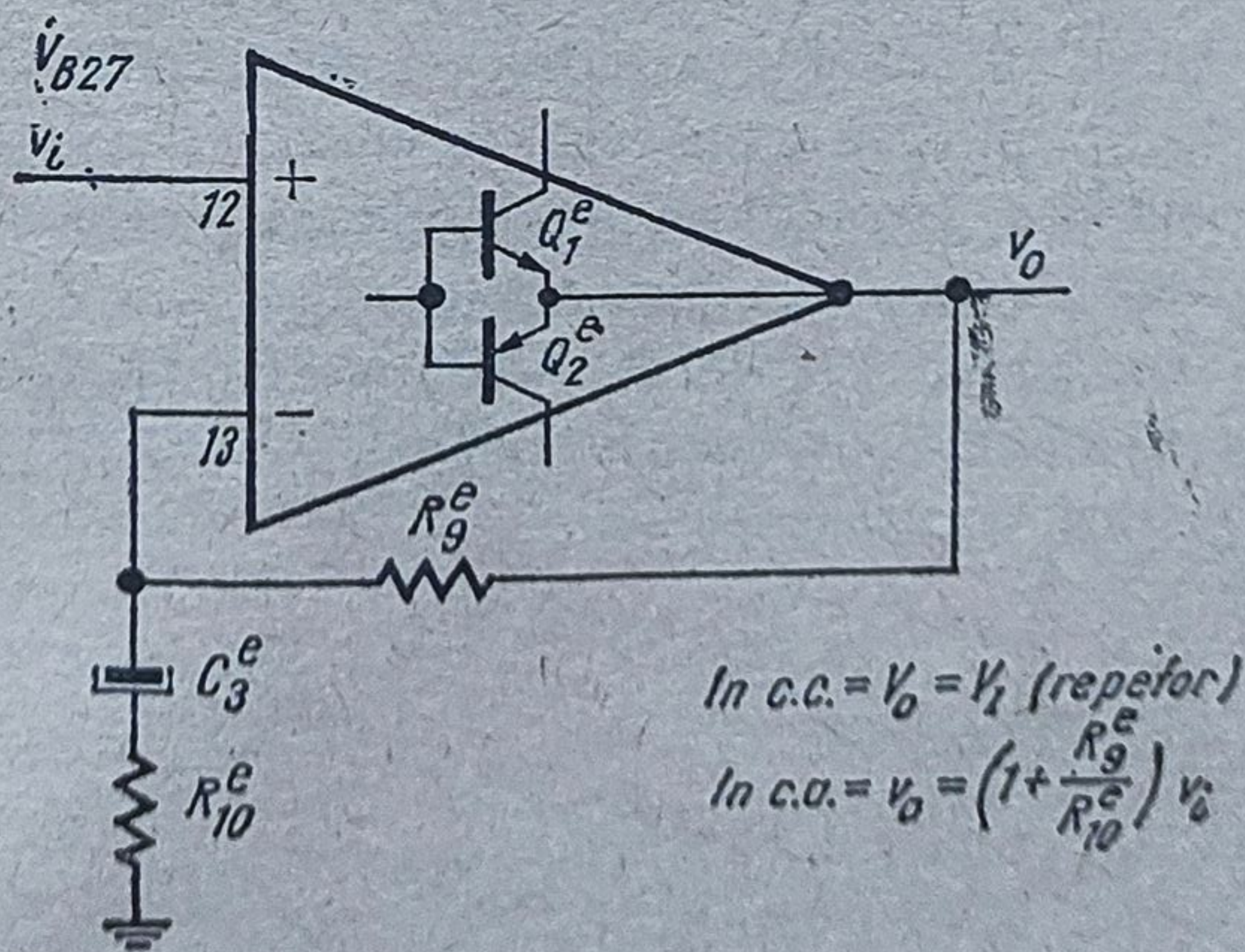
Tranzistoarele Q_{29} și Q_{30} tind să se blocheze, iar Q_{31} se deschide mai puternic, coborînd potențialul bazelor tranzistoarelor Q_1^e și Q_2^e , deci și al emitoarelor lor: reacția este negativă.

O consecință importantă este aceea că tensiunile V_{B26} și V_{B27} se mențin la valori foarte apropiate, deoarece orice dezechilibru care apare este corectat prin acțiunea buclei de reacție.

În curent alternativ modul de acțiune al reacției este același ca cel descris anterior cu o singură deosebire: deoarece pentru frecvențele din banda de lucru C_3 este un scurtcircuit, variațiile de tensiune pe bazele tranzistoarelor Q_{26}, Q_{27} nu mai sînt egale, ci diferă prin factorul $R_{10}^e/(R_9^e + R_{10}^e)$ introdus de divizorul R_9^e, R_{10}^e .

Modul în care se realizează reacția în curent continuu și curent alternativ se poate urmări deosebit de clar pe schema echivalentă din figura 2.13.

În această figură amplificatorul de audiofrecvență este asimilat unui amplificator diferențial cu ieșire nesimetrică la care intrarea neinversoare este terminalul 12, intrarea inversoare terminalul 13, iar ieșirea emitoarele tranzistoarelor Q_1^e și Q_2^e .



2.13 Schema echivalentă a lanțului de audiofrecvență.

În *curent continuu* amplificatorul lucrează ca repetor¹, tensiunea de ieșire fiind egală cu tensiunea de curent continuu de pe baza tranzistorului Q_{27} (terminalul 12):

$$V_o = V_{B27} = \frac{R_7^e}{R_7^e + R_8^e} V_2. \quad (2.38)$$

Valorile rezistențelor R_8^e și R_7^e se vor alege astfel ca etajul pe putere în clasă B, exterior, să funcționeze optim, deci astfel încât tensiunea mediană să fie jumătatea tensiunii de alimentare:

$$V_o \simeq \frac{1}{2} V_1. \quad (2.39)$$

În *curent alternativ*, în banda de frecvențe transmisă, limitată inferior de capacitorul C_3 și superior de capacitatoarele C_2 și C_1 amplificatorul lucrează într-o conexiune neinversoare¹, deci

$$v_o = \left(1 + \frac{R_9^e}{R_{10}^e} \right) v_i. \quad (2.40)$$

Capacitorul C_3 a fost introdus pentru a face posibilă separarea între reacția de curent continuu și cea de curent alternativ, C_1 și C_3 asigură stabilitatea circuitului la înaltă frecvență.

Relațiile 2.38 și 2.40 sînt valabile cu foarte bună aproximație în condițiile în care factorul de reacție este mult mai mare ca unu.

Cîștigul în tensiune al amplificatorului audio cu bucla deschisă, are o valoare mare — în mod curent la o frecvență de 1 kHz se depășește 90 dB. Deoarece uzual, cîștigul etajului de audiofrecvență cu bucla de reacție închisă nu depășește 40 dB, rezultă că se asigură un factor de reacție foarte ridicat, cu consecința imediată a faptului că *amplificarea etajului în curent alternativ este determinată practic numai de rețeaua de reacție*.

Îndată ce s-au precizat valorile rezistențelor R_8^e și R_7^e (vezi relațiile 2.38 și 2.39) se poate calcula și valoarea tensiunii de colector în punctul static de funcționare pentru tranzistorul Q_{31} ,

$$V_{C31} = V_{B27} + V_{BE}. \quad (2.41)$$

Rezistența R_8^e determină practic curentul de colector al tranzistorului Q_{31}

$$I_{C31} \simeq \frac{V_1 - V_{C31}}{R_8^e}. \quad (2.42)$$

Prin inspecția directă a figurii 2.12 rezultă imediat și valorile curenților prin tranzistoarele preamplificatorului:

$$I_{C30} \simeq \frac{V_2 - V_{BE31}}{R_{30}} = 0,78 \text{ mA} \quad (2.43)$$

$$I_{C29} \simeq \frac{V_{BE30}}{R_{29}} = 60/\mu\text{A} \quad (2.44)$$

$$I_{C28} \simeq \frac{V_{BE25} + V_{BE24} - V_{BE28}}{R_{27}} \simeq 0,6 \text{ mA} \quad (2.45)$$

$$I_{C27} = \frac{V_{BE29}}{R_{28}} = 0,22 \text{ mA} \quad (2.46)$$

$$I_{C26} = I_{C28} - I_{C27} = 0,38 \text{ mA} \quad (2.47)$$

Dacă se admite o valoare minimă pentru factorul de amplificare al tranzistoarelor *npn* de 50, curenții de bază a tranzistoarelor Q_{26} și Q_{27} , deci curenții pe care utilizatorul trebuie să-i asigure la terminalele 13 și 12, rezultă de ordinul a 10 μA (curenții *intră* în terminal).

Schemele complete cu valori ale rețelelor exterioare asociate lanțului de audiofrecvență al circuitului integrat TBA 570, vor fi prezentate în cadrul paragrafului 2.4 — de aplicații, pentru diverse valori ale puterii de ieșire a radioreceptorului.

2.3. Parametri

2.3.1. Performanțele circuitului

Performanțele circuitului sînt indicate în tabelul 2.1.

Valorile limită absolută indicate în tabelul 2.1 nu trebuie depășite nici în cazurile cele mai defavorabile de funcționare.

Trecerea într-un domeniu interzis de lucru poate înrăutăți mult performanțele circuitului sau îl poate distruge.

2.3.2. Măsurări la fabricant

În continuare se indică schemele de principiu utilizate la IPRS—BĂNEASA pentru verificarea caracteristicilor electrice ale circuitului TBA 570 și valorile care trebuie obținute în urma măsurărilor pentru a considera circuitul corespunzător din punct de vedere electric, deci livrabil.

Trebuie menționat că toate valorile de tensiuni care se indică în continuare sînt exprimate în *valori eficace*, dacă nu este specificat altfel.

Pentru *funcționarea MA* se utilizează schema de măsură din figura 2.14.

Rezistența R_1 realizează adaptarea generatorului de semnal cu sarcina, iar rezistențele R_2 , R_3 formează un divizor care divizează cu 10 semnalul de la intrare, micșorînd astfel influența relativă a zgomotului asupra semnalului aplicat circuitului. Elementele C_2 , L_1 , C_3 , C_4 , L_2 , L_3 formează un filtru de bandă cuplat tranzițional acordat pe 455 kHz, care determină caracteristica

Tabelul 2.1

TBA 570

Radioreceptor MA/MF

VALORI LIMITA ABSOLUTĂ

Tensiuni maxime între terminale

$$V_{1-9(16)max} = 18 \text{ V}$$

$$V_{7-9(16)max} = 18 \text{ V}$$

$$V_{3-9(16)max} = 3 \text{ V}$$

$$V_{8-9(16)max} = 8 \text{ V}$$

$$V_{4-9(16)max} = 8 \text{ V}$$

$$V_{11-9(16)max} = 18 \text{ V}$$

$$V_{5-9(16)max} = 4 \text{ V}$$

$$V_{14-9(16)max} = 1 \text{ V}$$

Curenți maximi

$$I_{10, max} = 5 \text{ mA}$$

$$I_{11, max} = 50 \text{ mA}$$

$$I_{2, max} = I_{6, max} = I_{12, max} = I_{13, max} = I_{15, max} = 80 \text{ } \mu\text{A}$$

Notă: (1) Terminalele care nu sînt indicate, nu trebuie conectate

(2) Terminalele 9 și 16 sînt legate împreună (sistem de două mese)

Temperatura maximă a joncțiunii

+125°C

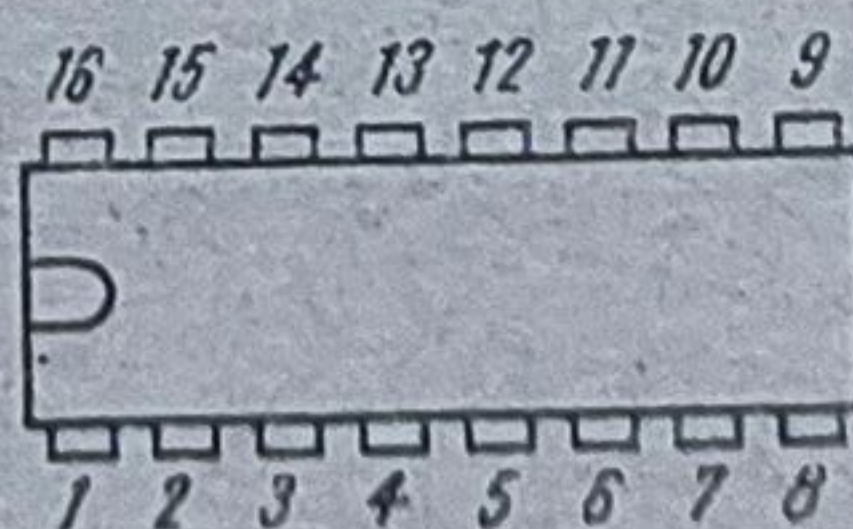
Gama temperaturilor de funcționare

-25°C ... +75°C

Gama temperaturilor de stocare

-55°C ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsulă TO-117
vedere de sus

Configurația terminalelor rezultă din figurile 2.1 (receptor MA + MF), 2.2 (receptor MA) și 2.3 (receptor MF).

Tabelul 2.1 (continuare)

TBA 570

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

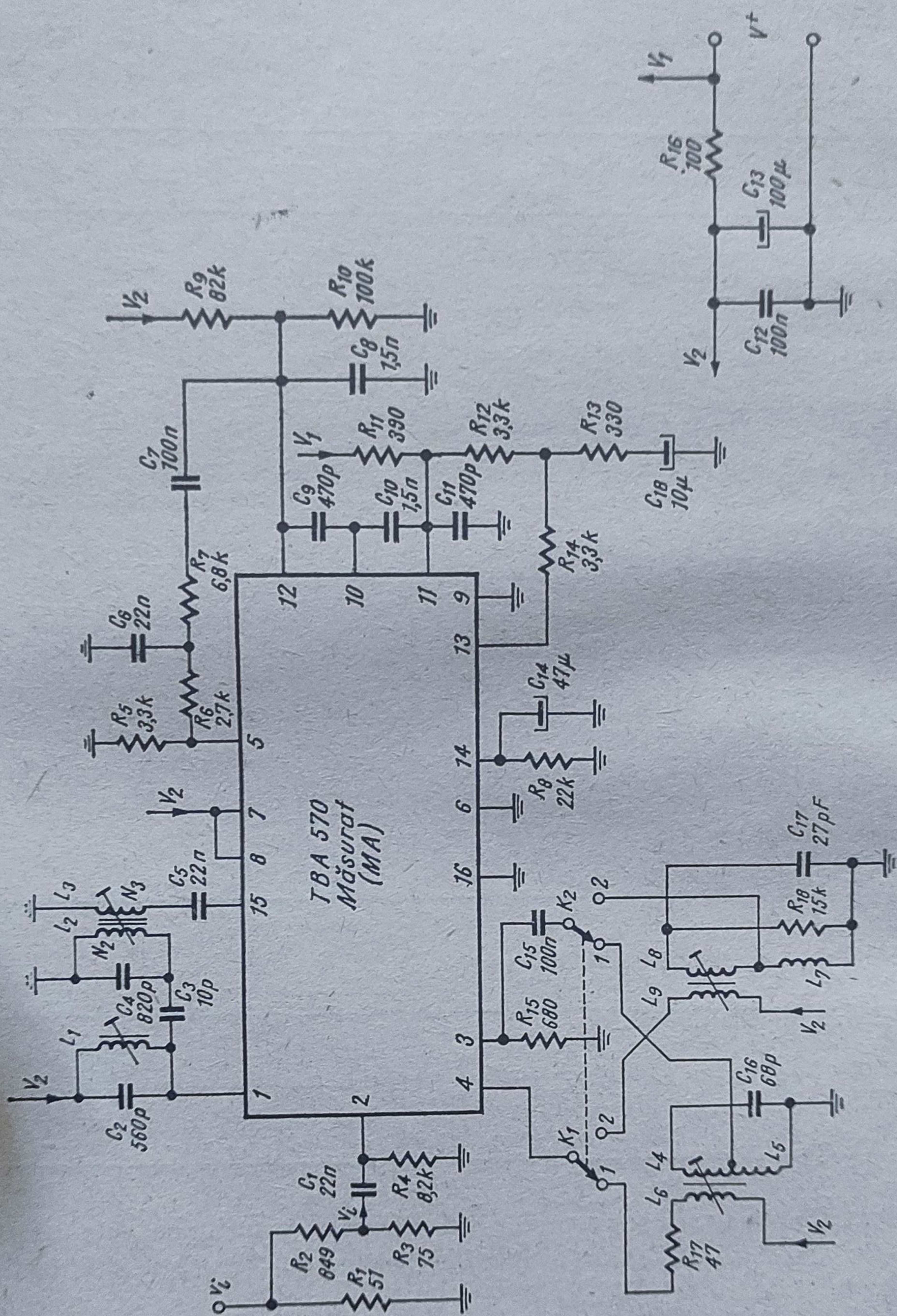
Parametrul	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare	vezi § 2.3.2.e		10,5	15	mA
Tensiunea de saturație a lui Q_{31}	vezi § 2.3.2.g			1	V
Tensiunea de străpungere colector emitor Q_{31}	$I_C = 25 \text{ mA}$ $R_{BE} = 7 \text{ k}\Omega$	18			V
Tensiunea de lucru a circuitului	Pentru tensiunea minimă vezi § 2.3.2.h	3		8	V
Sensibilitatea limită la zgomot	vezi § 2.3.2.a		18	36	μV
Tensiunea de audiofrecvență	vezi § 2.3.2.i	60	80		mV
Cîștigul în buclă deschisă	vezi § 2.3.2.f	66	95		dB
Domeniul de lucru al RAA	vezi § 2.3.2.b			60	dB
Coeficientul de distorsiuni	vezi § 2.3.2.j			3	%
Sensibilitatea la 3 dB înainte de limitări	vezi § 2.3.2.c		80	140	μV
Raportul semnal-zgomot MF	vezi § 2.3.2.k	55			dB
Frecvența maximă de lucru	vezi § 2.3.2.h			18	MHz
Tensiunea stabilizată la terminalul 2	vezi § 2.3.2.d	1,0	1,2	1,4	V

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th.j-a}$	TBA 570A	160°C/W
		TBA 570C	200°C/W

de selectivitate și adaptarea necesară aplicării semnalului prin capacitatea de cuplaj C_5 la intrarea amplificatorului de frecvență intermediară (terminalul 15).

Elementele L_6 , L_4 , L_5 , C_{16} , R_{17} , conectate în circuitul oscilatorului, determină o frecvență de oscilație de 1455 kHz și furnizează în emitorul tranzistorului mixer un semnal de 30 ... 40 mV cu ajutorul divizorului L_4 , L_5 .



2.14 Schema circuitului utilizat pentru măsuratori M.A.

Elementele $L_7, L_8, L_9, R_{18}, C_{17}$ conectate în circuitul oscilatorului determină pentru acesta o frecvență de lucru de 18455 kHz și furnizează în emitorul tranzistorului mixer, semnalul de valoare convenabilă de 30 ... 40 mV prin divizare cu grupul L_7, L_8 .

Grupul R_8, C_{14} fixează nivelul și constanta de timp a RAA. Rezistența R_5 stabilește constanta de timp a detectorului de MA. Grupul R_6, C_6 realizează o filtrare suplimentară a semnalului de audiofrecvență. Rezistențele R_9, R_{10} impun potențialul continuu pe una din intrările preamplificatorului de audiofrecvență. Rezistențele R_{12}, R_{14} stabilesc reacția totală în curent continuu, iar R_{12}, R_{13} împreună cu C_{18} fixează câștigul în curent alternativ al lanțului de amplificare la terminalul 10.

Condensatoarele C_8, C_9, C_{10}, C_{11} limitează, la domeniul util banda de AF a amplificatorului.

Grupul R_{16}, C_{12}, C_{13} furnizează tensiunea de alimentare V_2 plecând de la V_1 .

Cu ajutorul acestei scheme se verifică:

a) *Sensibilitatea limitată de zgomot*, mai bună de 36 μ V.

Condițiile de măsură sînt:

— $V_2 = 5,3$ V;

— comutatoarele K_1, K_2 în poziția 1;

La intrarea circuitului se aplică un semnal cu următoarele caracteristici:

— frecvența purtătoare — $f_0 = 1$ MHz;

— frecvența modulatorie — $f_m = 1$ kHz;

— gradul de modulație — $m = 30\%$;

— $v_i = 36$ μ V.

Pe terminalul 11 se măsoară raportul semnal-zgomot S/N și se verifică realizarea condiției

$$S/N \geq 26 \text{ dB.}$$

b) *Domeniul de lucru al RAA*

Condițiile de măsură sînt:

— $V_2 = 5,3$ V;

— comutatoarele K_1, K_2 în poziția 1;

La intrarea circuitului se aplică un semnal cu următoarele caracteristici:

— frecvența purtătoare — $f_0 = 1$ MHz;

— frecvența modulatorie — $f_m = 1$ kHz;

— gradul de modulație — $m = 30\%$;

— valoarea semnalului de intrare se variază în trepte de 10 dB începînd de la 100 μ V pînă la 100 mV (60 dB).

Pe terminalul 11 se măsoară variația tensiunii de ieșire ΔV_o și se verifică realizarea condiției

$$\Delta V_o \leq 10 \text{ dB.}$$

Pentru funcționarea MF se utilizează schema de măsură din figura 2.15. Față de schema din figura 2.14 apar următoarele diferențe;

(1) Elementele $C_3, L_1, C_{10}, C_{20}, L_2, L_3$ compun filtrul care are același rol ca și în schema MA; frecvența sa de acord este de 10,7 MHz;

(2) Elementele $C_4, L_4, L_5, C_5, L_6, L_7, L_8, C_6, D_1, D_2, C_7, C_8, C_9, R_7, R_8$ constituie ansamblul filtru-detector de raport. Capacitatea C_{10} este de dezaccentuare iar C_{10} realizează cuplajul cu etajul de audiofrecvență. Capacitatea C_{17} pune în condiții de lucru limitatorul iar C_{18} are rol de decuplaj. Rezistența R_4 împreună cu rezistența sursei echivalente de pe terminalul 2 fixează potențialul terminalului 2 la o valoare tipică de 1,2 V.

Cu ajutorul acestei scheme se verifică:

c) Sensibilitatea la 3 dB înainte de limitare.

Condițiile de măsură sînt:

— $V_2 = 5,3$ V;

La intrarea circuitului se aplică un semnal cu următoarele caracteristici:

— frecvența purtătoare — $f_0 = 10,7$ MHz;

— frecvența modulatorie — $f_m = 1$ kHz;

— deviația de frecvență — $\Delta f = \pm 15$ kHz;

— $v_i = 5$ mV (valoarea semnalului de intrare pentru care se consideră funcționarea în regim de limitare);

În condițiile de mai sus, se citește valoarea semnalului la ieșire pe terminalul 11.

Se repetă măsurătoarea în aceleași condiții, dar cu $v_i = 140$ μ V. Semnalul de ieșire trebuie să nu varieze cu mai mult de 3 dB.

Tot cu ajutorul montajului prezentat în figura 2.15 se mai fac și următoarele măsurători statice:

d) Tensiunea stabilizată la terminalul 2.

Pentru o tensiune $V_2 = 5,3$ V se verifică tensiunea stabilizată V pe terminalul 2, care trebuie să satisfacă condiția

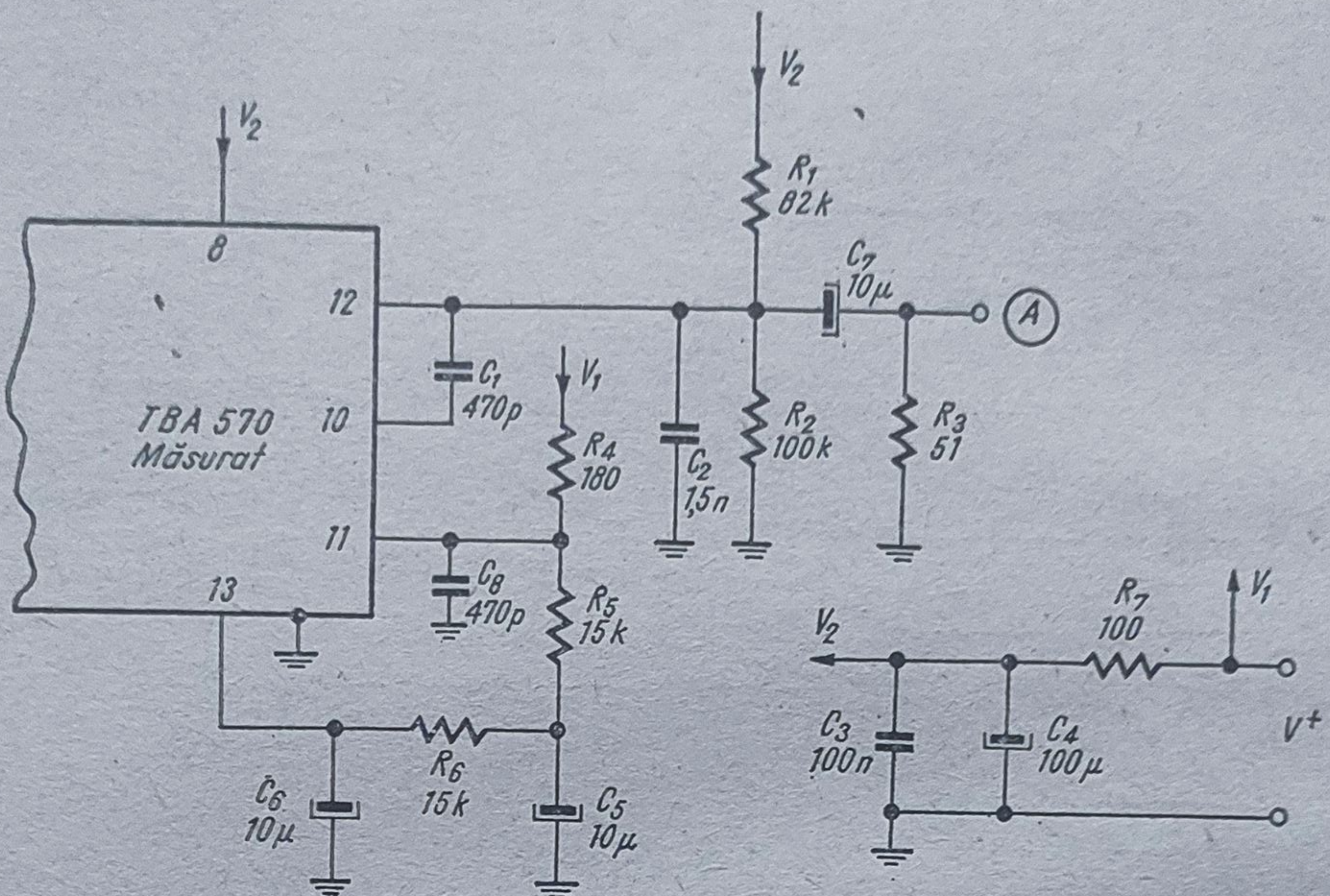
$$1 \text{ V} \leq V \leq 1,4 \text{ V}.$$

e) Curentul de alimentare.

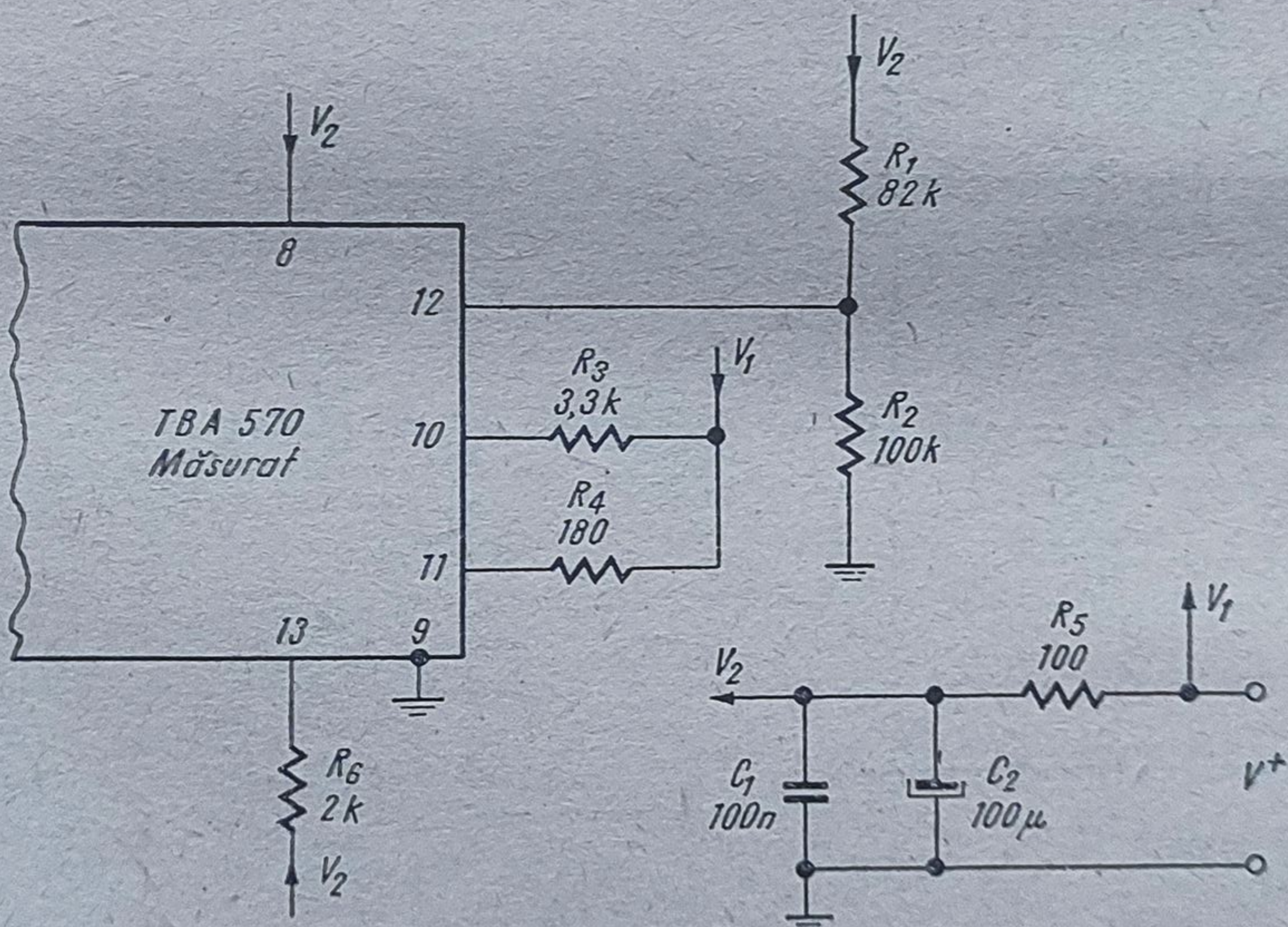
Se verifică îndeplinirea condiției ca la o tensiune $V_2 = 5,3$ V curentul de alimentare să fie mai mic de 15 mA.

Pentru caracterizarea etajului final se utilizează schemele prezentate în figura 2.16 și 2.17.

În schema din figura 2.16 se asigură o funcționare a lanțului de amplificare, pentru curent alternativ, practic în buclă deschisă pentru un anumit domeniu de frecvență, prin intermediul grupului R_5, C_5, R_6, C_6 . Reacția totală în curent continuu se păstrează prin R_5, R_6 . Condensatoarele C_1, C_8



2.16 Schema circuitului utilizat pentru măsurători dinamice ale lanțului audio.



2.17 Schema circuitului utilizat pentru măsurători statice ale lanțului audio.

limitează la frecvențe înalte banda de lucru a amplificatorului. Rezistența R_3 asigură adaptarea între generatorul de semnal și sarcină.

În schema din figura 2.17 se impune condiția de saturare pentru tranzistorul de ieșire Q_{31} (curent de bază și de colector la o tensiune de saturație cu valoarea maximă de 1 V);

Pentru lanțul audio se verifică:

f) Câștigul în buclă deschisă.

Se utilizează schema din figura 2.16.

Condițiile de măsură sînt:

— $V_2 = 5,3 \text{ V}$;

— În punctul *A* se aplică un semnal de $500 \mu\text{V}$ și 1 kHz ;

Se măsoară valoarea eficace v_{11} a tensiunii pe terminalul 11 și se verifică realizarea condiției

$$v_{11} \geq 1 \text{ V.}$$

g) Tensiunea de saturație pentru tranzistorul Q_{31} .

Se utilizează schema din figura 2.17.

Se impune $V_2 = 8 \text{ V}$.

Schema este astfel concepută încît se asigură $I_C = 50 \text{ mA}$ și $I_B = 2,5 \text{ mA}$.

Măsurînd tensiunea V_{11} pe terminalul 11 se verifică realizarea condiției

$$V_{11} \leq 1 \text{ V.}$$

În afară de măsurătorile descrise anterior — care se efectuează pentru fiecare circuit fabricat și care condiționează livrabilitatea circuitului TBA 570 — la intervale determinate de considerente de control statistic, se mai execută și următoarele verificări suplimentare pe eșantioane din lotul de fabricație.

h) Frecvența maximă de lucru.

Se utilizează montajul din figura 2.14 cu comutatoarele K_1 și K_2 în poziția 2.

Se impun următoarele condiții:

— $V_2 = 3 \text{ V}$;

La intrarea circuitului se aplică un semnal cu următoarele caracteristici:

— $V_i = 100 \mu\text{V}$;

— frecvența purtătoare — $f_0 = 18 \text{ MHz}$;

— frecvența modulatorie — $f_m = 1 \text{ kHz}$;

— gradul de modulație — $m = 30\%$.

Trebuie ca tensiunea alternativă măsurată la ieșirea circuitului (terminalul 11) să fie mai mare de 20 mV .

i) Tensiunea de audiofrecvență (măsurată pe terminalul 12). Se utilizează montajul din figura 2.14 cu comutatoarele K_1 și K_2 în poziția 1.

Se impun următoarele condiții:

— $V_2 = 5,3 \text{ V}$;

La intrarea circuitului se aplică un semnal cu următoarele caracteristici:

— $V_i = 100 \mu\text{V}$;

— frecvența purtătoare — $f_0 = 1 \text{ MHz}$;

— frecvența modulatorie — $f_m = 1 \text{ kHz}$;

— gradul de modulație — $m = 30\%$.

Se măsoară tensiunea de audiofrecvență (terminalul 12) care trebuie să fie mai mare de 60 mV .

j) *Coeficientul de distorsiuni*

Se utilizează montajul din figura 2.14 cu comutatoarele K_1 și K_2 în poziția 1.

Se impun următoarele condiții:

— $V_2 = 5,3$ V.

La intrarea circuitului se aplică un semnal cu următoarele caracteristici:

— $V_i = 320$ μ V.

— frecvența purtătoare — $f_0 = 1$ MHz;

— frecvența modulatorie — $f_m = 1$ kHz;

— indicele de modulație — $m = 30\%$;

Se măsoară factorul de distorsiuni δ al semnalului de pe terminalul 11.
Se verifică îndeplinirea condiției

$$\delta \leq 3\%.$$

k) *Raportul semnal-zgomot MF.*

Se utilizează montajul din figura 2.15.

Se impun următoarele condiții:

— $V_2 = 5,3$ V;

La intrare se aplică un semnal cu următoarele caracteristici:

— $V_i = 5$ mV;

— frecvența purtătoare — $f_0 = 10,7$ MHz;

— frecvența modulatorie — $f_m = 1$ kHz;

— deviația de frecvență — $\Delta f = \pm 15$ kHz.

Se citește valoarea tensiunii de pe terminalul 11.

Se repetă măsurătoarea fără modulație.

Trebuie ca raportul celor două valori citite (S/N) să fie mai mare de 55 dB.

Parametrii bobinelor utilizate în schemele de măsurători sînt dați în tabelul 2.2.

2.3.3. Măsurări la utilizator

În continuare se indică cîteva teste simple care permit o determinare rapidă a faptului că circuitul este sau nu apt de funcționare. Se consideră că circuitul a ajuns la utilizator după setul de măsurări descrise anterior — efectuate de fabricant — deci performanțele i-au fost garantate inițial, dar au putut surveni defecte prin încercările efectuate de utilizator.

Este bine să se știe de la început că verificările ce vor fi indicate în continuare *nu garantează total performanțele circuitului*, dar pleacă de la presupunerea verificată practic că manipulări greșite ale circuitului integrat pot determina în general numai defecte catastrofice și nu înrăutățiri de performanțe. În cazul în care se dorește garanția respectării tuturor performanțelor, se pot utiliza schemele complexe prezentate anterior.

Tabelul 2.2

Schema	Tipul	Q	f_{acord}	C_{acord}	Valoarea	Date suplimentare
vezi figura 2.14	L_1	85	455 kHz	560 pF		
	L_2	80	455 kHz	820 pF		
	L_3					$N_2/N_3 = 3$
	$L_4 + L_5$	100	1455 kHz	64,9 pF		$N_4/N_5 = 45$
	L_6					$(N_4 + N_5)/N_6 = 8$
	L_7				0,18 μ H	
	L_8	75	18455 kHz	28 pF		
	L_9					$N_8/N_9 = 2$
vezi figura 2.15	L_1	80	10,7 MHz	220 pF		
	L_2	75	10,7 MHz	220 pF		
	L_3					$N_2/N_3 = 3$
	L_4	80	10,7 MHz	150 pF		
	L_5					$N_4/N_5 = 2$
	$L_6 + L_7$	85	10,7 MHz	82 pF		$N_6 = N_7$
	L_8					$(N_6 + N_7)/N_8 = 5$

a) O metodă rapidă de verificare o constituie încercarea circuitului integrat într-un radioreceptor $MA-MF$, dacă există această posibilitate.

b) Măsurarea curentului de alimentare a circuitului.

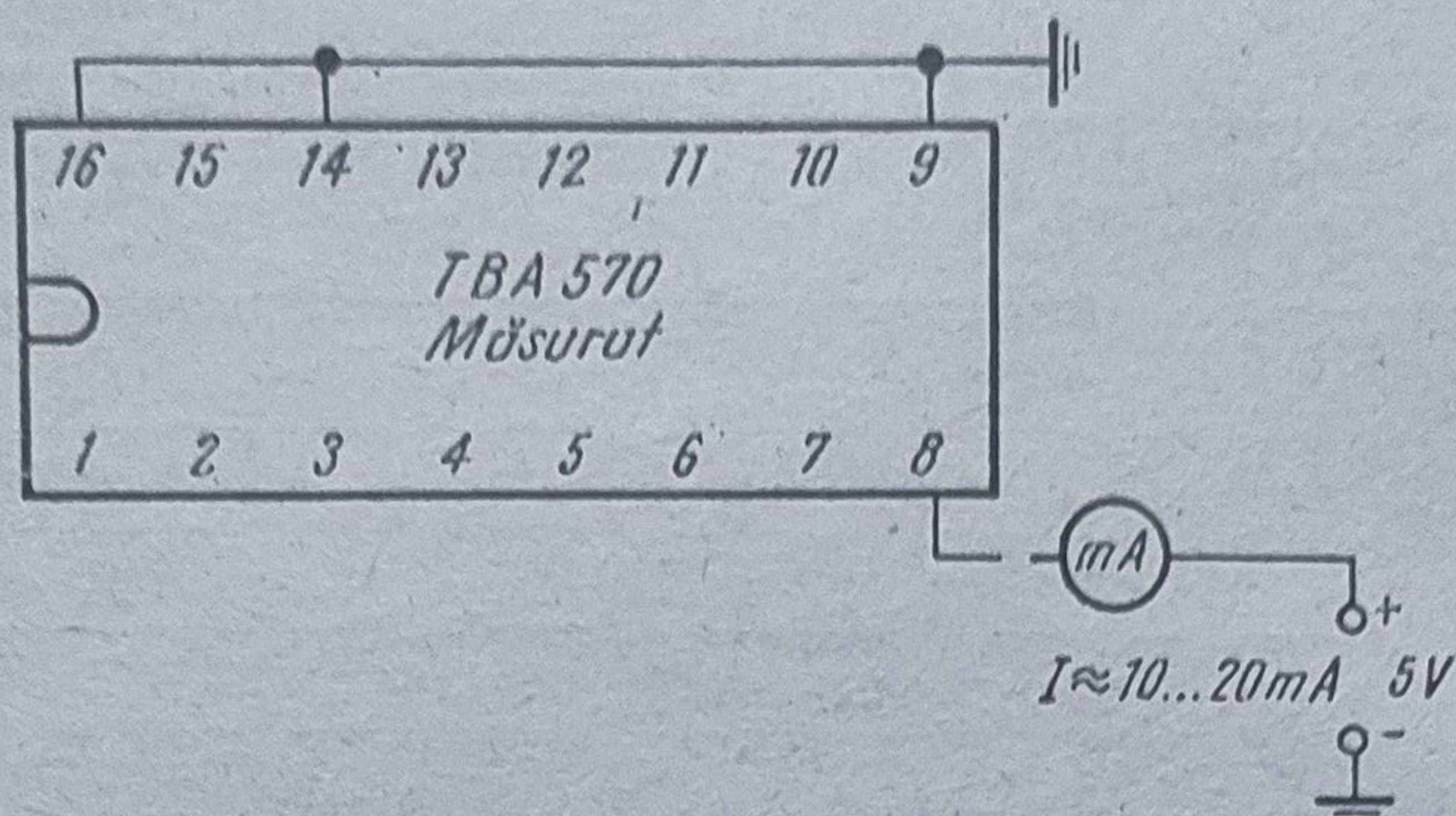
În acest caz indicația miliampermetrului (vezi figura 2.18) trebuie să fie în jurul valorii de 10 mA.

c) Verificarea separată a părții de radiofrecvență și a lanțului audio.

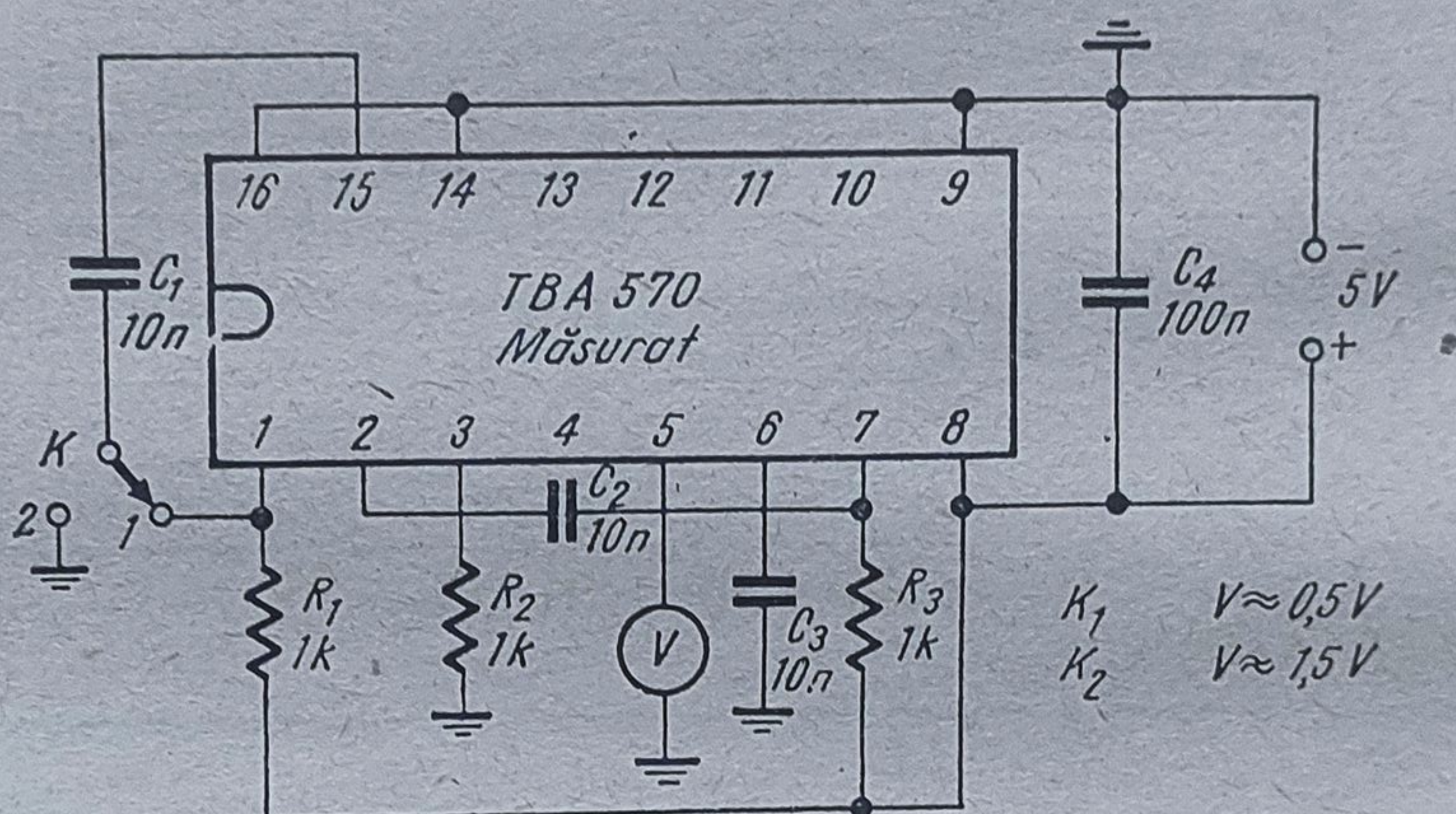
Pentru partea de radiofrecvență se utilizează schema din figura 2.19, în care conexiunile trebuie făcute cât mai scurte.

În poziția 2 a comutatorului K , voltmetrul trebuie să indice o valoare de aproximativ 0,5 V, iar în poziția 1, indicația să crească cu aproximativ 1 V.

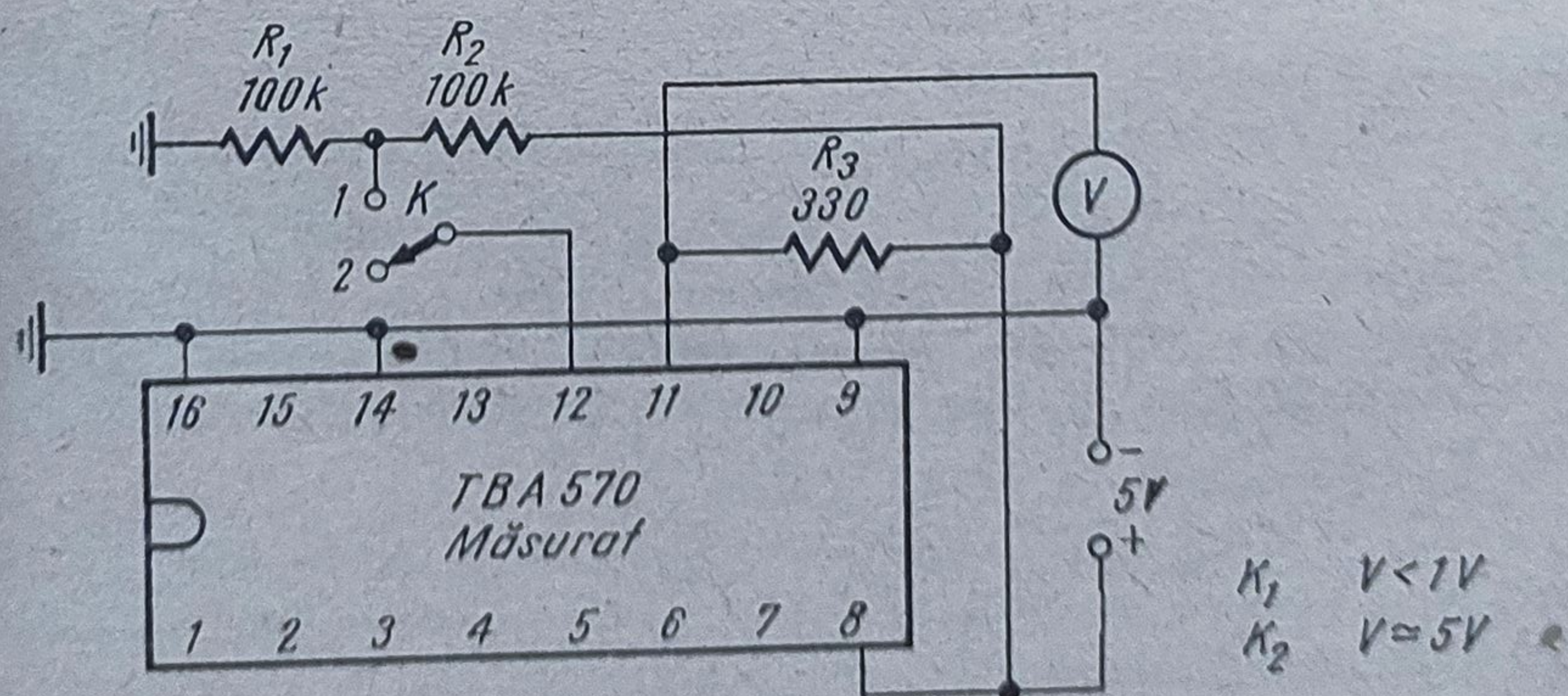
Efectul care s-a avut în vedere la realizarea acestei scheme este intrarea în oscilație a etajelor de radiofrecvență, dacă se realizează o reacție ieșire-întreare și punerea în evidență a oscilațiilor prin nivelul de curent continuu de la ieșirea detectorului.



2.18 Schemă de măsurare a curentului de alimentare a circuitului.



2.19 Schemă de măsurare rapidă a părții de radiofrecvență a circuitului.



2.20 Schemă de măsurare rapidă a părții de audiofrecvență a circuitului.

Pentru partea de audiofrecvență se poate utiliza schema din figura 2.20. În poziția 2 a comutatorului K , voltmetrul trebuie să indice o tensiune sub 1 V, iar în poziția 1, tensiunea de alimentare de 5 V. Cele două valori extreme de tensiune sînt determinate de forțarea funcționării în limitări a lanțului audio.

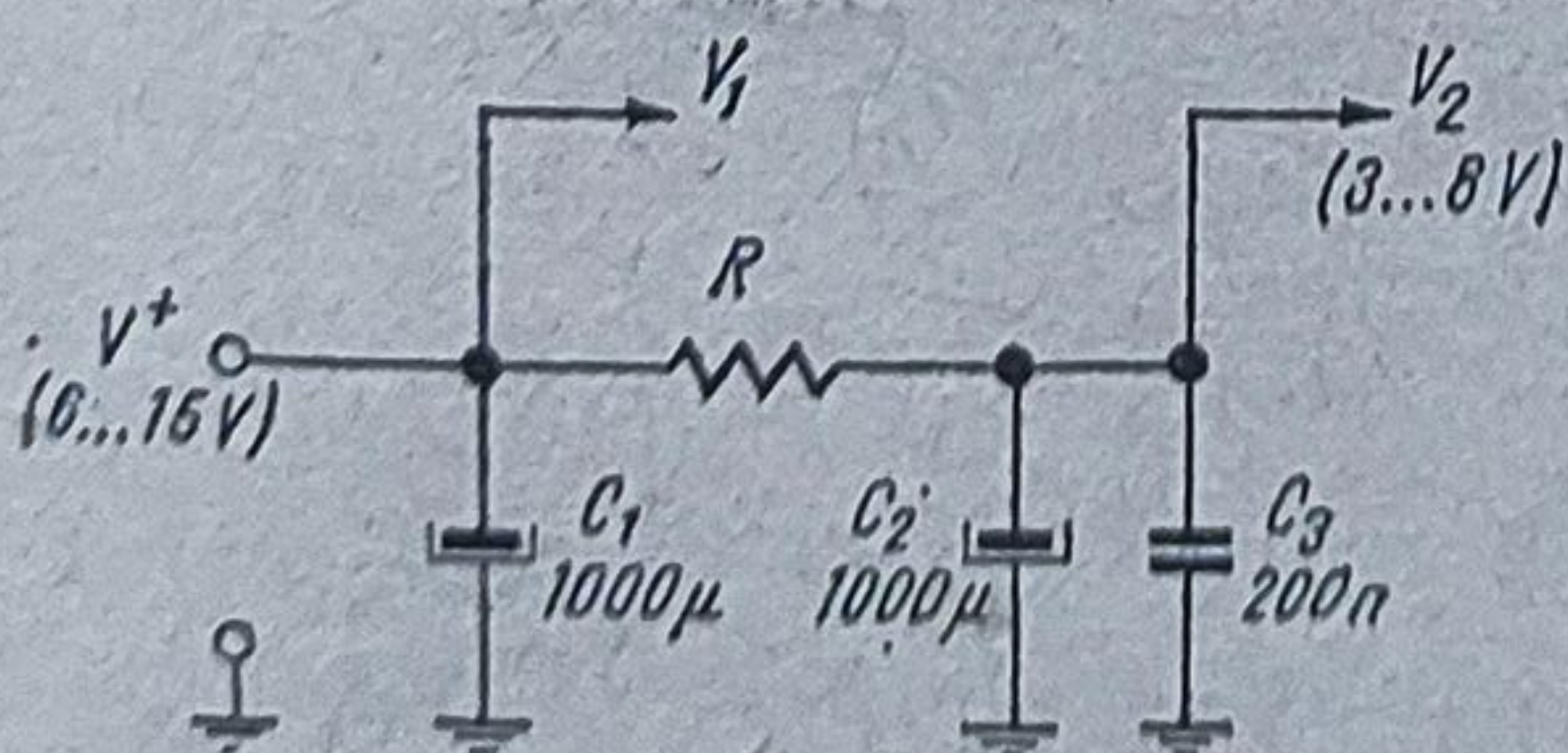
2.4. Indicații de proiectare

La utilizarea circuitului integrat *TBA 570* trebuie avută în vedere o serie de aspecte care contribuie la exploatarea optimă a posibilităților acestuia. Acestea țin atît de alegerea schemei electrice, deci și regimurilor de curenți-tensiuni, cît și de amplasarea diferitelor elemente de cablaj, pentru a nu avea reacții nedorite. Din punct de vedere electric, în primul rînd trebuie avut grijă să nu se depășească valorile limită absolută indicate. De asemenea, e bine să se utilizeze anumite configurații pentru blocurile exterioare, care împreună cu circuitul integrat concură la realizarea radioreceptorului.

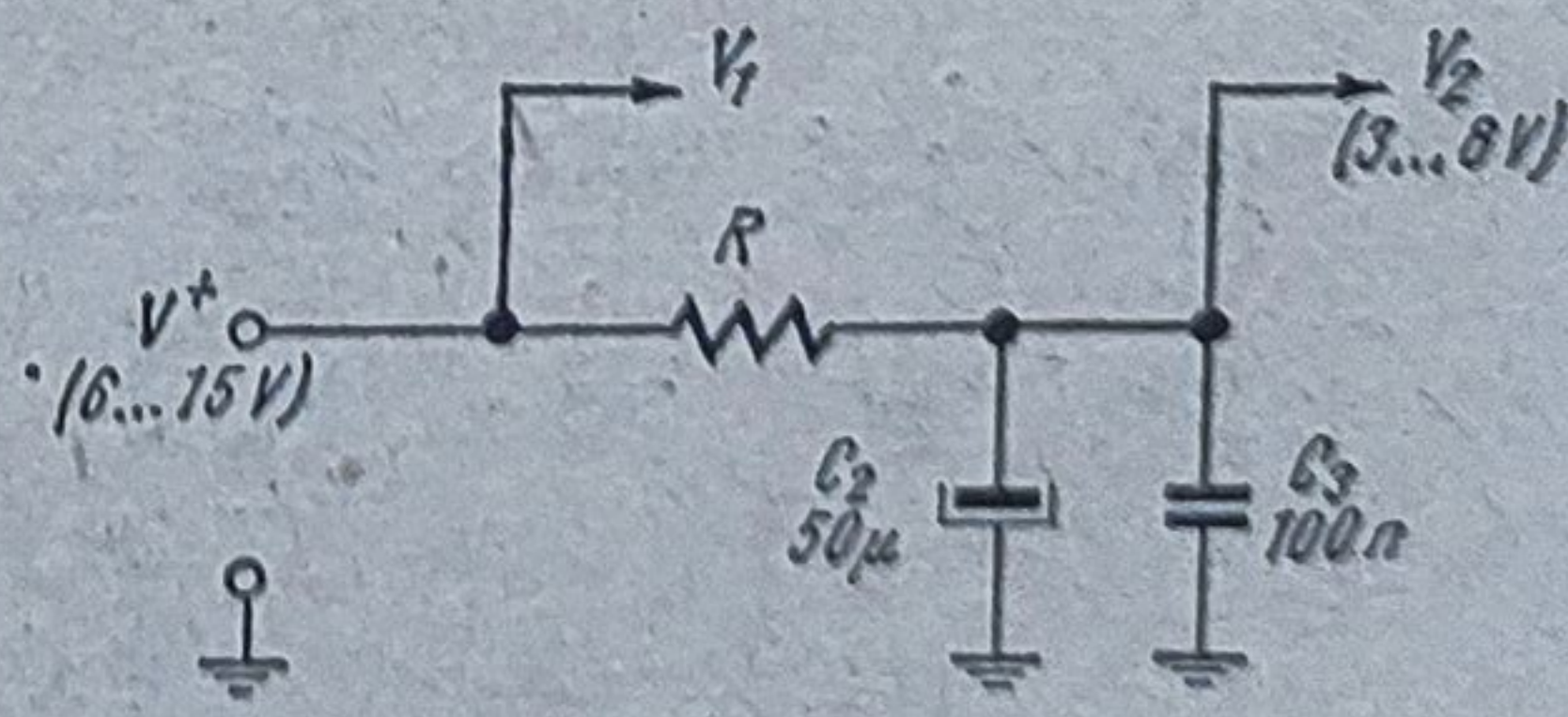
2.4.1. Alimentarea

Schema recomandată în cazul în care se folosește un etaj final în clasă *B* cuplat la ieșirea circuitului integrat este prezentată în figura 2.21.

Radioreceptorul va fi alimentat de la V_2 , cu excepția etajului final, care este alimentat de la V_1 . Tensiunea V^+ și rezistența R trebuie alese astfel încît tensiunea V_2 să se încadreze în gama tensiunilor de lucru ale circuitului (3 V ... 8 V). Pentru puteri de ieșire ale radioreceptorului între 1 W și 5 W, condensatoarele C_1 și C_2 trebuie să fie de ordinul a 1 000 μF . Capacitatea C_3 asigură o decuplare în înaltă frecvență; se recomandă o valoare de aproximativ 200 nF. În zona de jos a domeniului de puteri indicat și sub 1 W, valorile capacităților C_1 și C_2 se pot scădea, ajungîndu-se ca în cazul în care etajul final de putere lipsește, semnalul de ieșire fiind luat direct din colectorul lui Q_{31} , schema de alimentare să se reducă la cea din figura 2.22 cu C_2 de 50 μF și C_3 de 100 nF.



2.21 Alimentarea circuitului pentru cazul puterilor mari.



2.22 Alimentarea circuitului pentru cazul puterilor mici.

2.4.2. Regimul de curent continuu și curent alternativ al tranzistorului Q_9 (vezi figura 2.7)

După cum s-a arătat în § 2.2.3 regimul de curent continuu al tranzistorului Q_9 este determinat de rezistențele exterioare R_1^e și R_2^e . Rezistența R_2^e fixează potențialul bazei lui Q_9 , deci tensiunea colector-emitor a acestuia, iar rezistența R_1^e potențialul emitorului care odată fixat determină curentul de emitor al tranzistorului. Rezultate optime se obțin pentru valori de $15\text{ k}\Omega$ pentru R_2^e și de $680\text{ }\Omega$ pentru R_1^e .

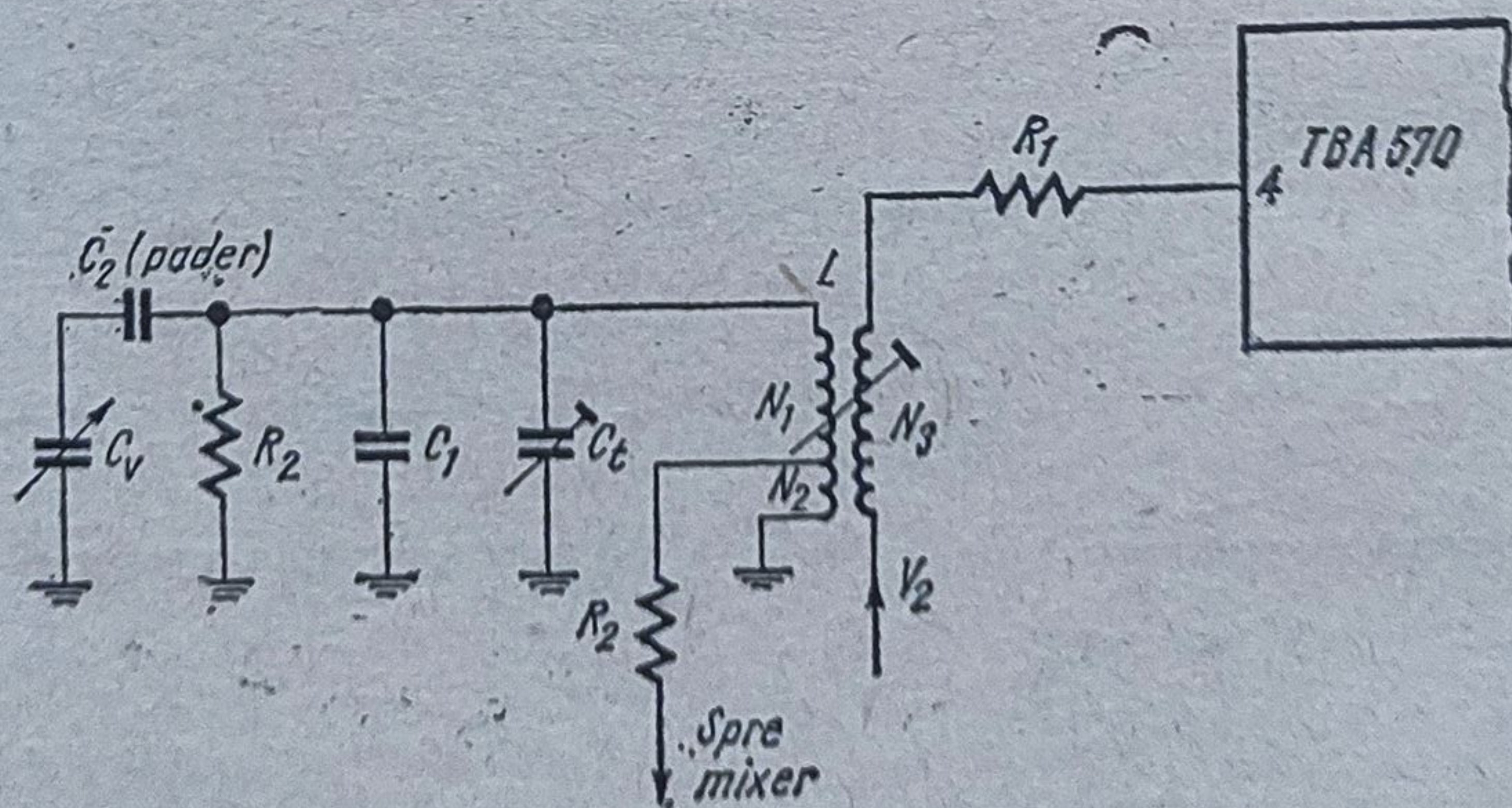
La alimentarea de la terminalul 2 a tranzistoarelor din blocul de UUS trebuie să nu se negligeze rezistența internă mare a stabilizatorului reprezentată prin $R_2 = 4,9\text{ k}\Omega$, capacitatea C fiind utilizată atât la funcționarea MA cât și MF ca o cale de impedanță redusă pentru semnal. Aceasta se dimensionează pentru cazul cel mai defavorabil al recepției pe unde lungi. Rezultă o valoare de ordinul a 100 nF . În cazul utilizării circuitului în domenii particulare de frecvență, ea poate fi micșorată corespunzător.

Valoarea recomandată pentru nivelul semnalului venit de la oscilator este de $30 \dots 40\text{ mV}$.

2.4.3. Oscilatorul

Schema generală a circuitului acordat de la oscilator este indicată în figura 2.23. Raționamentul care a dus la alegerea acestei scheme rezultă din rolul diverselor elemente componente.

Circuitul acordat propriu-zis este constituit din înfășurările N_1 și N_2 și capacitățile C_1 , C_2 , C_t , C_v . Cum în general se utilizează același condensator variabil pentru tot domeniul recepției MA , iar valorile acestuia sînt standar-



2.23 Schema circuitului acordat de la oscilator.

dizate, obținerea diverselor benzi de frecvență și sincronismul cu circuitul acordat de antenă se face din alegerea corespunzătoare a capacităților C_1 , C_2 și C_3 .

Pentru a asigura alimentarea în curent continuu a terminalului 4 și pentru a furniza oscilatorului o impedanță optimă de lucru (de circa $1,5 \text{ k}\Omega$), bobina L este practic un transformator.

Rezistența R_2 fixează impedanța la acord a circuitului, determinând independența amplitudinii oscilațiilor de frecvența de lucru. Cum acest efect de modificare a rezistenței echivalente de pierderi este mai puțin simțită în domeniul undelor medii (UM) și lungi (UL), rezistența R_2 trebuie introdusă numai la recepția în gama de unde scurte (US).

Semnalul din circuitul acordat se ia prin intermediul unei prize, asigurându-se în acest mod nivelul necesar la intrarea mixerului.

Rezistența R_1 amortizează circuitul conectat la terminalul 4; ea este necesară mai ales pentru recepția UL și UM . Valoarea sa nu trebuie să depășească 47Ω , deoarece condiția de reacție pozitivă în oscilator se poate realiza și pentru alte frecvențe decât cea de acord a circuitului.

La recepția în US nivelul optim pentru mixer se obține la un număr de spire controlabil pentru N_2 , dacă această înfășurare se face separat, „în aer”. Se recomandă de asemenea, ca la lucrul peste 10 MHz , circuitul de antenă să fie preacordat pe domeniul utilizat.

2.4.4. Amortizări introduse de circuitul TBA 570

În proiectarea elementelor etajelor de radiofrecvență și de frecvență intermediară trebuie ținut cont de amortizarea introdusă de circuitul TBA 570.

În cele ce urmează se indică valori tipice:

— conductanța de intrare la terminalul 2:

0,4 mA/V la 1 MHz,

0,5 mA/V la 10,7 MHz;

— conductanța de ieșire la terminalul 7:

6 μ A/V la 455 kHz,

90 μ A/V la 10,7 MHz;

— conductanța de intrare la terminalul 15:

0,35 mA/V la 455 kHz,

0,7 mA/V la 10,7 MHz.

2.5. Aplicații

În acest paragraf se vor face comentarii pe marginea unor scheme întâlnite în literatură², în care se utilizează circuitul integrat *TBA 570*.

2.5.1. Radioreceptor portabil *MA/MF* utilizând o alimentare de 6 V

Schema electrică a receptorului este prezentată în figurile 2.24 și 2.25.

Aplicațiile prezentate în continuare sînt derivate din aceste scheme. Schema blocului *UUS* din figura 2.25 nu va constitui subiectul unei analize, dar a fost prezentată întrucît unele performanțe la recepția *MF* sînt strîns legate de construcția acestuia. Comutatorul de game este poziționat pentru recepția *MF*.

Circuitul de intrare acordat pentru MA (UL, UM, US)

În gamele de *UM* și *UL* este utilizată antena de ferită, iar în *US* antena exterioară. În toate situațiile cuplarea adaptată cu intrarea circuitului integrat (terminalul 2) prin intermediul capacității de cuplaj C_{10} se face prin utilizarea unui transformator coborîtor.

Acordul se realizează cu N_1 din L_8 , C_4 , C_5 , C_8 transformatorul fiind N_1N_2 al lui L_8 pentru *US*; cu N_1 din L_{10} , C_6 , C_7 , R_{32} , C_8 transformatorul fiind N_1N_2 al lui L_{10} pentru *UL* iar pentru *UM* cu L_9 , N_1 din L_{10} , C_7 , C_8 rolul de secundar al transformatorului fiind îndeplinit de N_2 din L_{10} . Se observă că în *UM* L_9 și L_{10} sînt conectate în paralel, avînd același sens de înfășurare pe antena de ferită. În *UL* R_{32} amortizează circuitul acordat în scopul asigurării benzii de trecere necesară (4 ... 5 kHz). Valoarea condensatorului C_6 depinde de capătul superior al *UL* iar valoarea condensatorului C_5 de gama de *US* dorită.

Oscilatorul

Comutatoarele de gamă selectează următoarele elemente pentru:

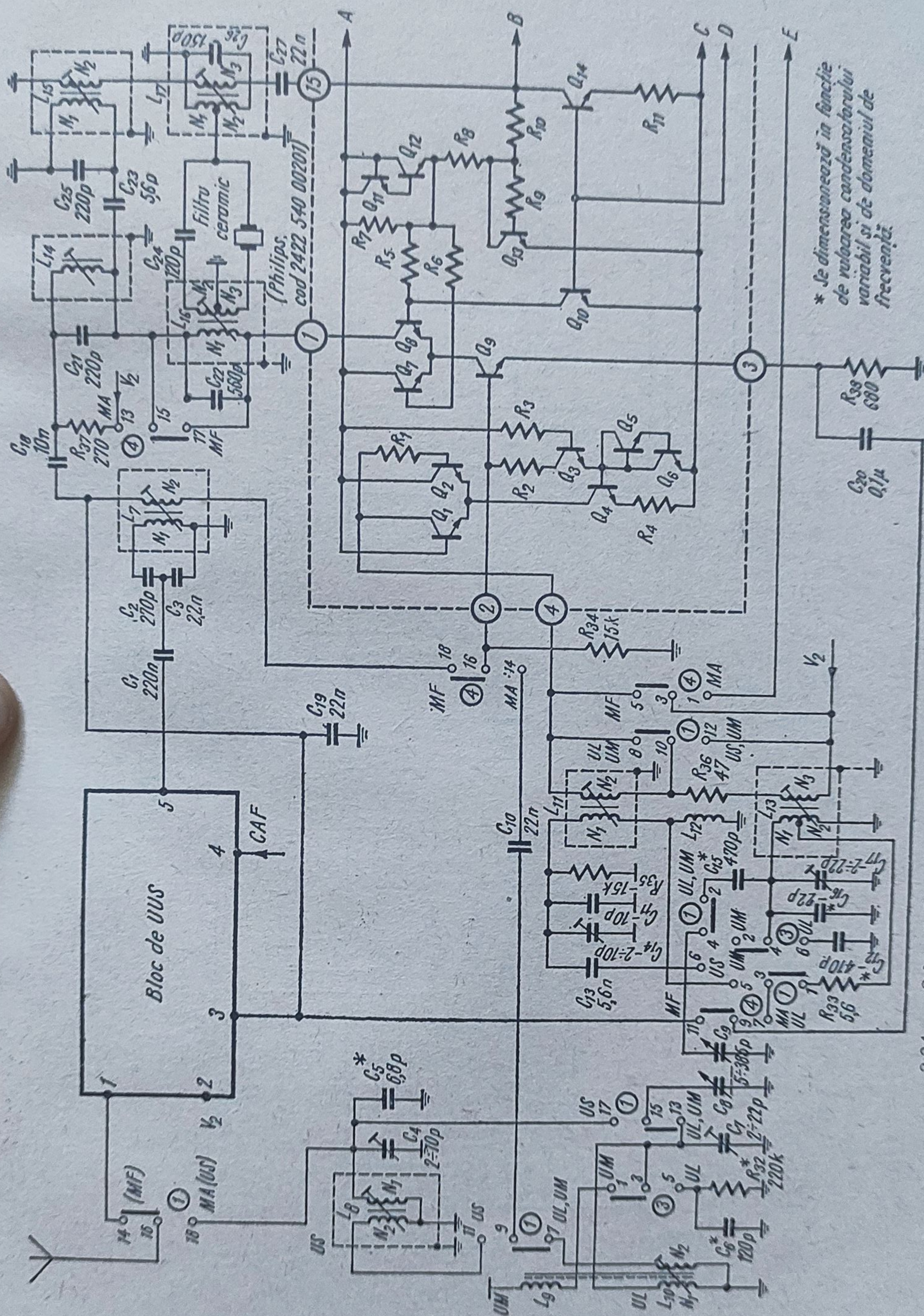
UL — C_{12} , C_{16} , C_{17} , C_{15} , C_9 , L_{13} , R_{36} , R_{33} ;

UM — C_{16} , C_{17} , C_{15} , C_9 , L_{13} , R_{33} ;

US — C_9 , C_{13} , C_{11} , C_{14} , R_{35} , L_{11} , L_{12} ;

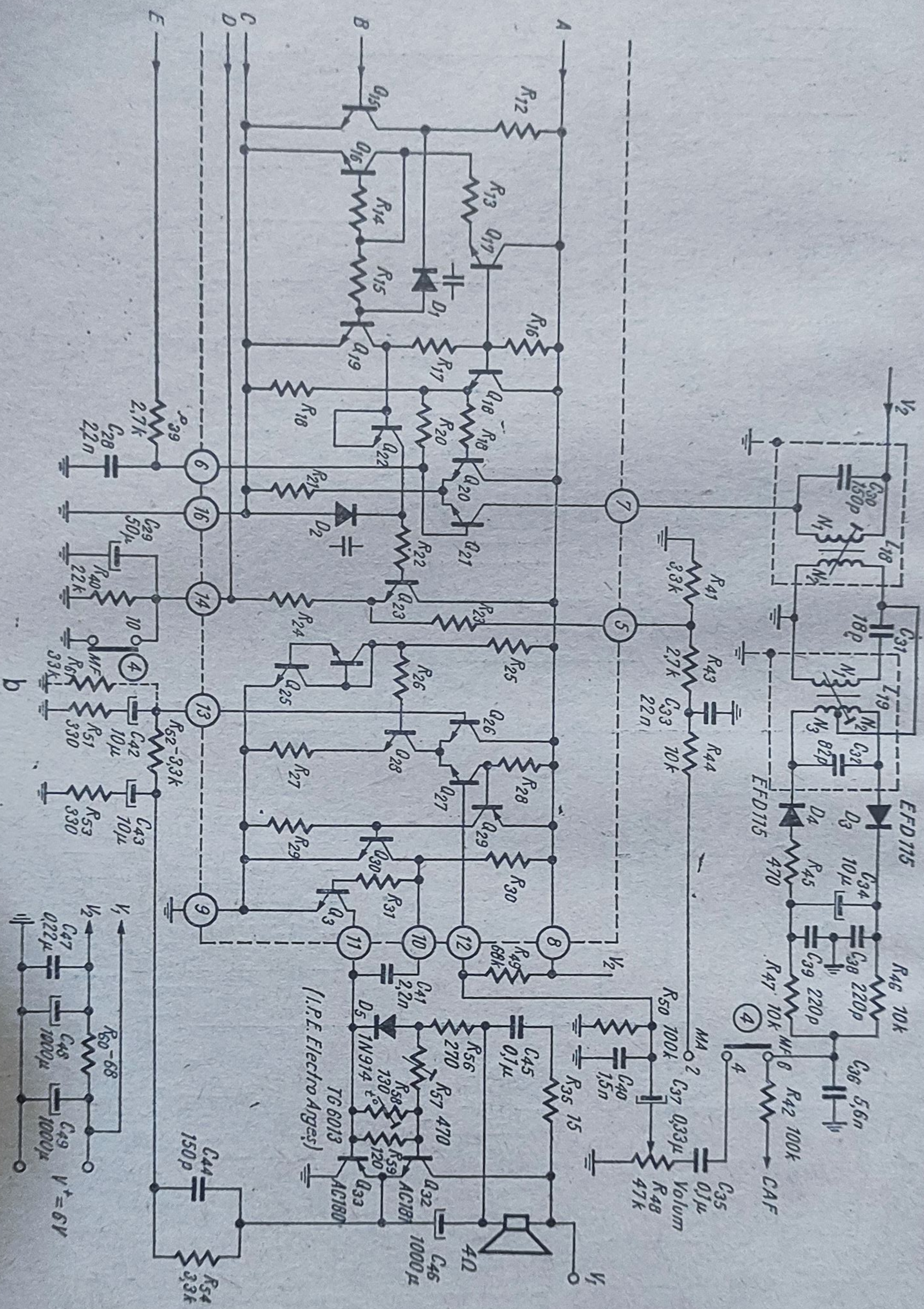
rolul acestor elemente a fost prezentat în § 2.2.3.

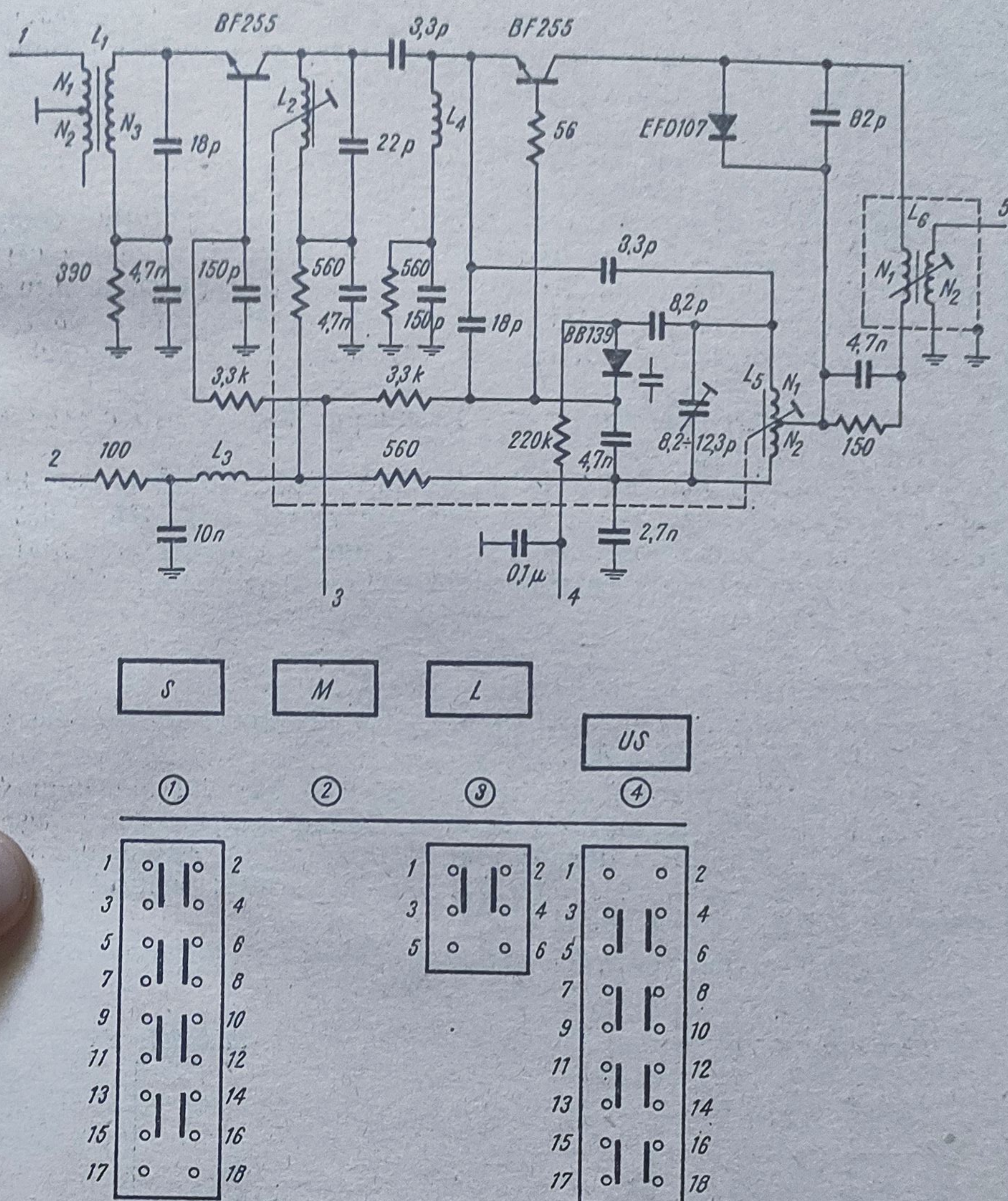
Pentru a evita posibilitatea apariției de oscilații parazite determinate de suma inductanțelor parazite ale celor două bobine și a conexiunilor se introduce suplimentar comutatorul ① care prin contactele 8, 10, 12 selectează bobina de lucru scurtcircuitînd-o pe cealaltă. La realizarea cablajului imprimat trebuie avut grijă ca terminalul de masă al bobinei L_{11} , primarul bobinei



* Se dimensionează în funcție de valoarea condensatorului variabil și de domeniul de frecvență.

2.24, a. Schemă de radioreceptor portabil M4/MF utilizând o alimentare de 6 V (1).





2.25 Schemă de radioreceptor portabil MA/MF utilizând o alimentare de 6 V
(3) — blocul UUS.

de frecvență intermediară L_{17} , terminalul bobinei L_8 și condensatorul C_{47} să fie conectate direct la punctul de masă al terminalului 16 al circuitului integrat.

Valorile capacităților depind, bineînțeles de inductanțele bobinelor L_8 , L_9 , L_{10} , L_{11} , L_{12} și L_{13} și sînt stabilite pentru un condensator variabil de 2×385 pF. În cazul utilizării altor condensatoare variabile, de exemplu 2×324 pF, valorile capacităților însemnate pe schemă cu un asterisk vor trebui recalculate și verificate experimental în conformitate cu regulile aco-

dului în trei puncte. Rezistențele amortizatoare R_{32} și R_{35} ca și rezistențele de injecție R_{33} și R_{36} trebuie ajustate pe criteriul obținerii pe terminalul 3 a unei tensiuni de la oscilator de 30 ... 40 mV asigurându-se în acest fel panta maximă a mixerului.

Filtrul de frecvență intermediară

Pentru recepția *MA* este utilizat un filtru cu rezonator ceramic compus din C_{22} , L_{16} , C_{24} , C_R , L_{17} , C_{26} pe frecvența de 455 kHz, iar pentru recepția *MF* un filtru compus din două circuite C_{21} , L_{14} și C_{23} , L_{15} cuplate prin C_{25} acordat pe frecvența de 10,7 MHz. Ieșirile filtrelor sînt cuplate în serie, selectarea modului de lucru realizîndu-se prin comutatorul ④, contactele 13, 15, 17.

Reacția prin sursa de alimentare este micșorată în cazul recepției *MF* prin filtrul R_{37} , C_{18} , C_{19} .

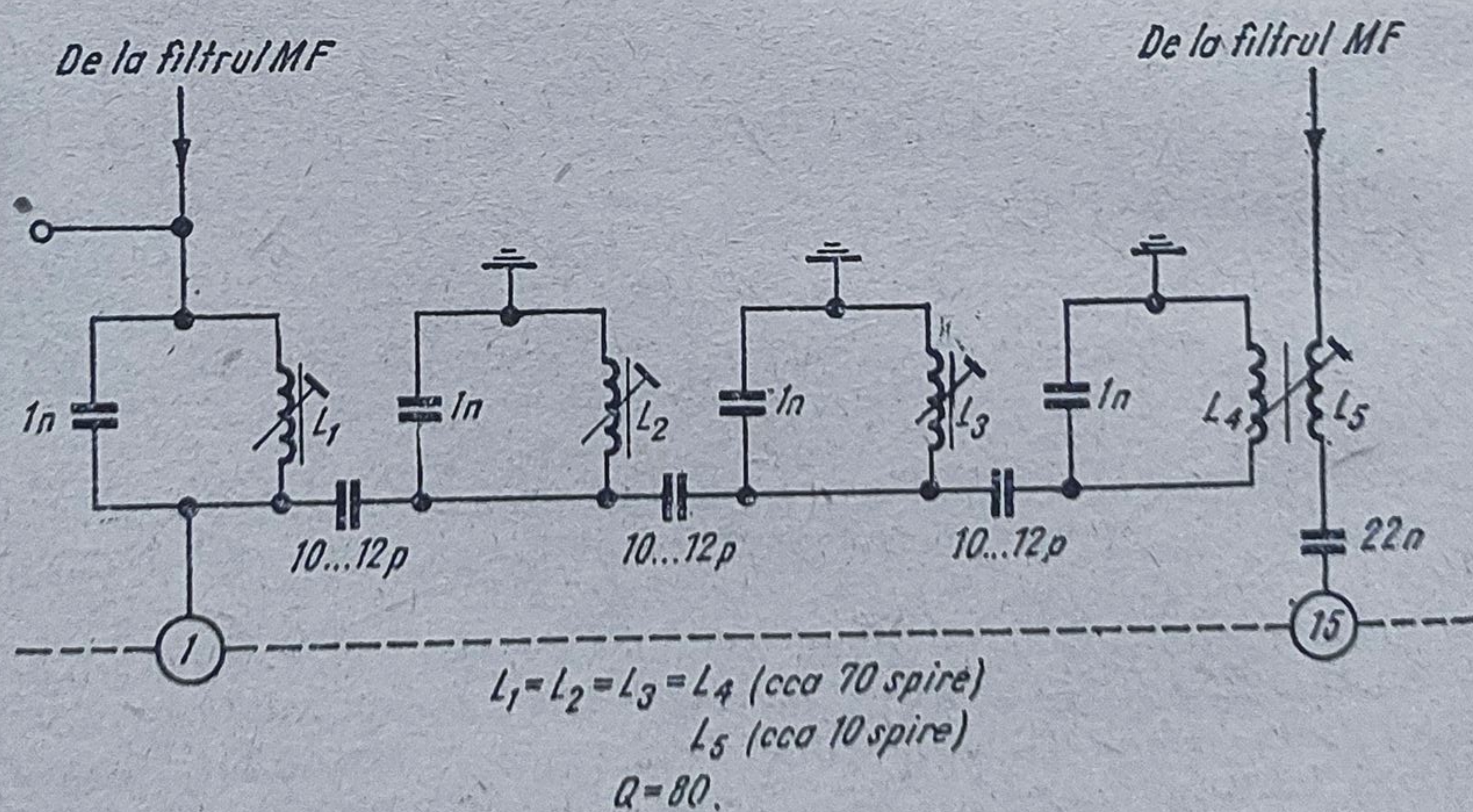
Pentru pretenții mai mici de selectivitate (15 ... 16 dB la ± 9 kHz) filtrul *MA* poate fi realizat în aceeași structură ca cea de la *MF*, adică un filtru de bandă cu două circuite acordate. În figura 2.26 este prezentat un filtru de tip Cebîșev cu patru circuite acordate care asigură o selectivitate de 30 dB la ± 9 kHz.

Detecția și RAA

Ca detector *MF* se utilizează un detector de raport format din C_{31} , L_{19} , C_{32} , D_3 , D_4 , R_{45} , C_{34} , R_{46} , R_{47} , C_{38} și C_{39} .

Grupul L_{18} , C_{30} reface forma sinusoidală a semnalului din limitator, contribuie la selectivitatea globală a circuitului și face adaptarea între ieșirea de la terminalul 7 și intrarea detectorului. Capacitatea C_{36} este de dezaccentuare, iar prin intermediul rezistenței R_{42} se ia semnalul de control automat al frecvenței (CAF) pentru blocul *UUS*.

Semnalul de audiofrecvență se obține pe contactul 6 al comutatorului ④.



2.26 Variantă de filtru Cebîșev pentru înlocuirea filtrului ceramic.

Constanta de timp a detectorului MA este stabilită prin intermediul rezistenței R_{41} , iar nivelul de intrare în funcție al etajului RAA prin rezistența R_{40} . Condensatorul C_{29} asigură o cale de impedanță scăzută pentru componentele de audio-frecvență, deci independența RAA de componentele spectrale audio. Semnalul de audiofrecvență este filtrat suplimentar prin R_{43} și C_{33} și este disponibil pe contactul 2 al comutatorului ④.

Comutatorul ④ prin contactele 1, 3, 5, C_{28} și R_{39} condiționează accesul semnalului RF la exterior prin terminalul 7 și blochează oscilatorul în cazul recepției MF .

Etajul de audiofrecvență

Prin intermediul grupului C_{35} , R_{48} , C_{37} semnalul de audiofrecvență este aplicat intrării preamplificatorului, terminalul 12. Rezistențele R_{49} , R_{50} contribuie la polarizarea în curent continuu a etajului Q_{26} , Q_{27} . Capacitatea C_{41} asigură stabilitatea lanțului de amplificare aflat în bucla de reacție.

Etajul final în clasă B este compus din R_{55} , C_{45} , R_{56} , R_{57} , R_{58} , R_{59} , D_5 , C_{46} , Q_{32} , Q_{33} . Folosind de exemplu perechea de tranzistoare complementare $AC 181$, $AC 180$ se poate obține o putere de ieșire de 1 W pe un difuzor de 4 Ω la $V_1 = 6$ V sau 2 W la o tensiune $V_1 = 9$ V și 3,5 W la $V_1 = 12$ V.

Grupul R_{55} , C_{45} asigură existența unei sarcini rezistive pentru amplificator în domeniul frecvențelor înalte, când difuzorul începe să aibă o comportare inductivă.

Rezistența R_{56} fixează curentul tranzistorului Q_{31} , iar D_5 , R_{57} , R_{58} , R_{59} fixează și stabilizează curentul de prepolarizare deci deschiderea tranzistoarelor finale. Condensatorul C_{46} realizează cuplajul cu sarcina, contribuind în același timp la mărirea factorului de utilizare al tensiunii de alimentare.

Reacția negativă, care fixează un câștig de circa 40 dB în curent alternativ se obține prin R_{54} , R_{53} , R_{52} , R_{51} , condensatoarele C_{43} și C_{42} făcând posibilă o reacție totală în curent continuu. Condensatorul C_{44} conectat în paralel pe rezistența R_{54} evită radiația componentelor de înaltă frecvență de la etajele audio spre cele de radiofrecvență, înlăturând posibilitatea apariției unor oscilații nedorite.

Caracteristicile bobinelor din radioreceptor sînt date în tabelul 2.3.

Performanțe

● În figura 2.27 este reprezentată tensiunea de audiofrecvență, respectiv tensiunea de zgomot, măsurate la nivelul potențiometrului R_{48} (volumul fiind la minim) în funcție de tensiunea de radiofrecvență aplicată la terminalul 2.

Semnalul se aplică la terminalul 2, fără a deconecta circuitul de intrare de la un generator MA cu $f = 1$ MHz, cu o rezistență internă de aproximativ 1 k Ω .

Tabelul 2.3

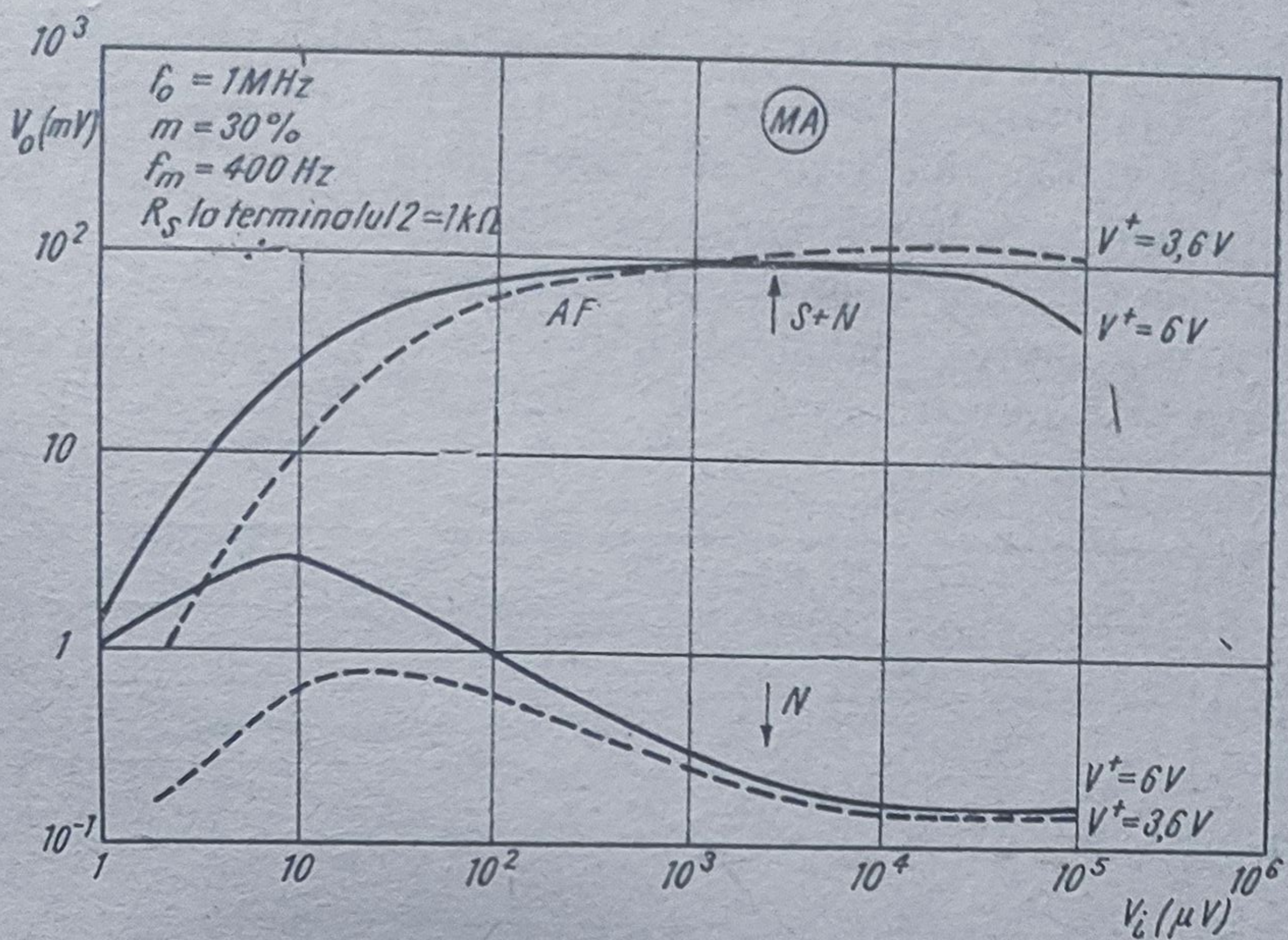
FUNCȚIE	$L(\mu\text{H})$	Q_0	$C_p(\text{pF})$	N_1/N_2	OBSERVAȚII
L_1 Transformator antenă MF	—	—	—	—	în blocul UUS
L_6 Filtru trece bandă, primul etaj FI-MF	$2,7(N_1)$ $1,0(N_2)$	90 100	82 220	10 4,5	cuplaj relativ $KQ_{L_2-L_3} = 1,2$
L_{11} Bobină oscilator US	$1,7(N_1)$	(90(10MHz)	150	1,86	
L_{12} Bobină US	0,18	—	—	—	
L_{13} Oscilator UL/UM	—	140(1MHz)	200	49	$(N_1 + N_2)/N_3 = 7,7$
L_{14} Filtru trece bandă al doilea etaj FI-MF	1 $1(N_1)$	100 100	220 220	— 3	cuplaj relativ $KQ_{L_{14}-L_{15}} = 1,2$
L_{16} Filtru trece bandă	$221(N_1)$	128	560	20	$N_2/N_3 = 1,2$
L_{17} FI-MA	$827(N_1 + N_2)$	136	150	—	$N_2/N_1 = 36$ $(N_1 + N_2)/N_3 = 22,4$
L_{18} Detector de raport	$1,5(N_1)$ $2,7(N_2 + N_3)$	95 110	150 82	2 —	cuplaj relativ $KQ_{L_{18}-L_{19}} = 0,7$ $(N_2 + N_3)/N_1 = 5,3$ $N_2 = N_3$

* Bobinele L_8 (primar și secundar) se vor dimensiona în funcție de gama de US, în concordanță cu L_{11} .

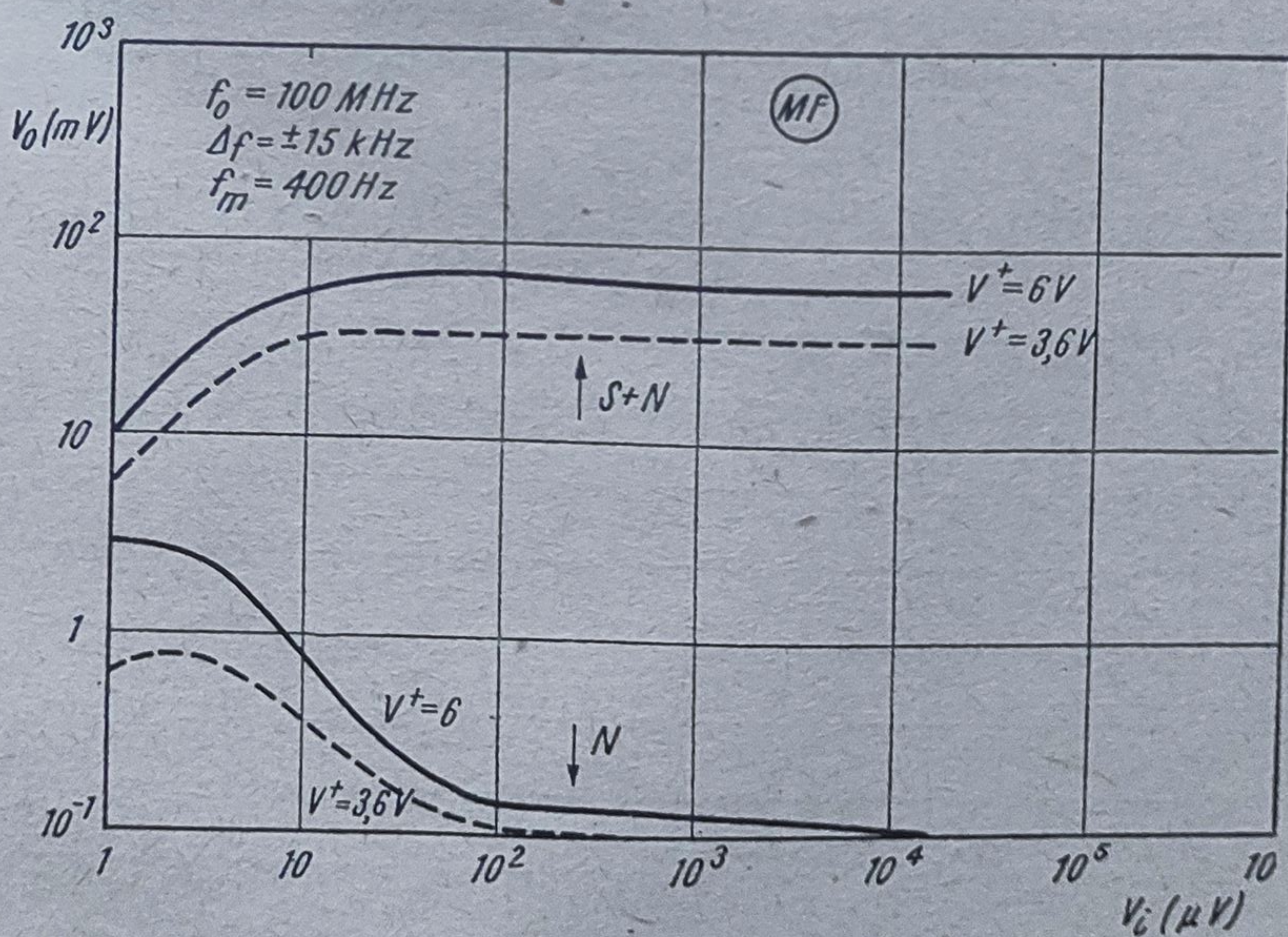
** Bobinele L_9, L_{10} se vor dimensiona în funcție de permeabilitatea antenei de ferită disponibilă.

*** Raportul de transformare N_1/N_2 la bobina L_{10} va fi determinat din condiția asigurării benzii de trecere pe UL și UM ținând seama de amortizarea pe care o introduce rezistența de intrare la terminalul 2 a circuitului integrat TBA 570 (cca. 2,5 k Ω).

● În figura 2.28 este reprezentată tensiunea de audiofrecvență respectiv tensiunea de zgomot, măsurate la nivelul potențiometrului R_{43} (volumul fiind la minim), în funcție de tensiunea de radiofrecvență MF de la intrarea blocului UUS.



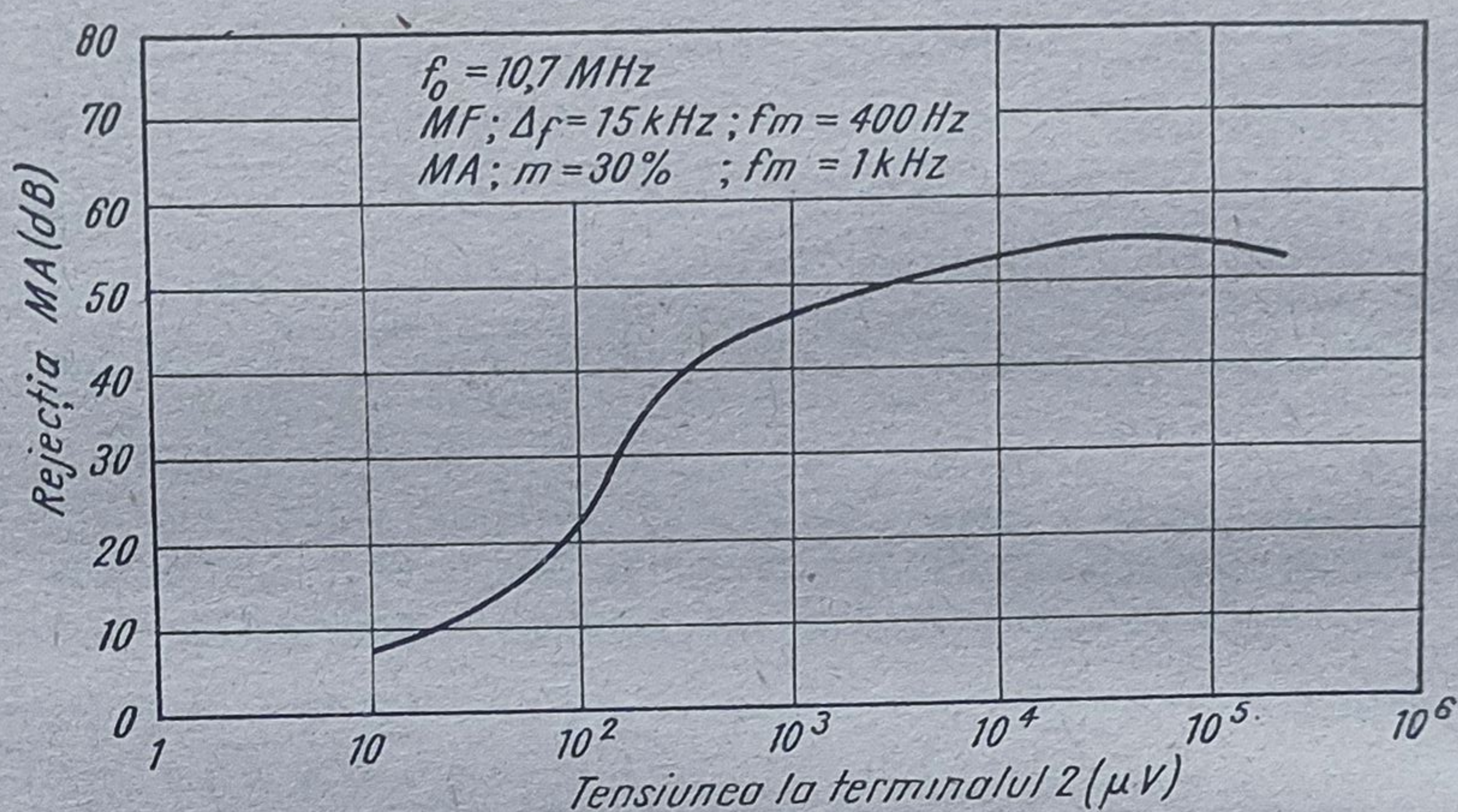
2.27 Tensiunea de audiofrecvență ($S + N$) și tensiunea de zgomot (N) la nivelul potențiometrului R_{48} (volumul la minim) în funcție de tensiunea de radiofrecvență aplicată la intrare — terminalul 2.



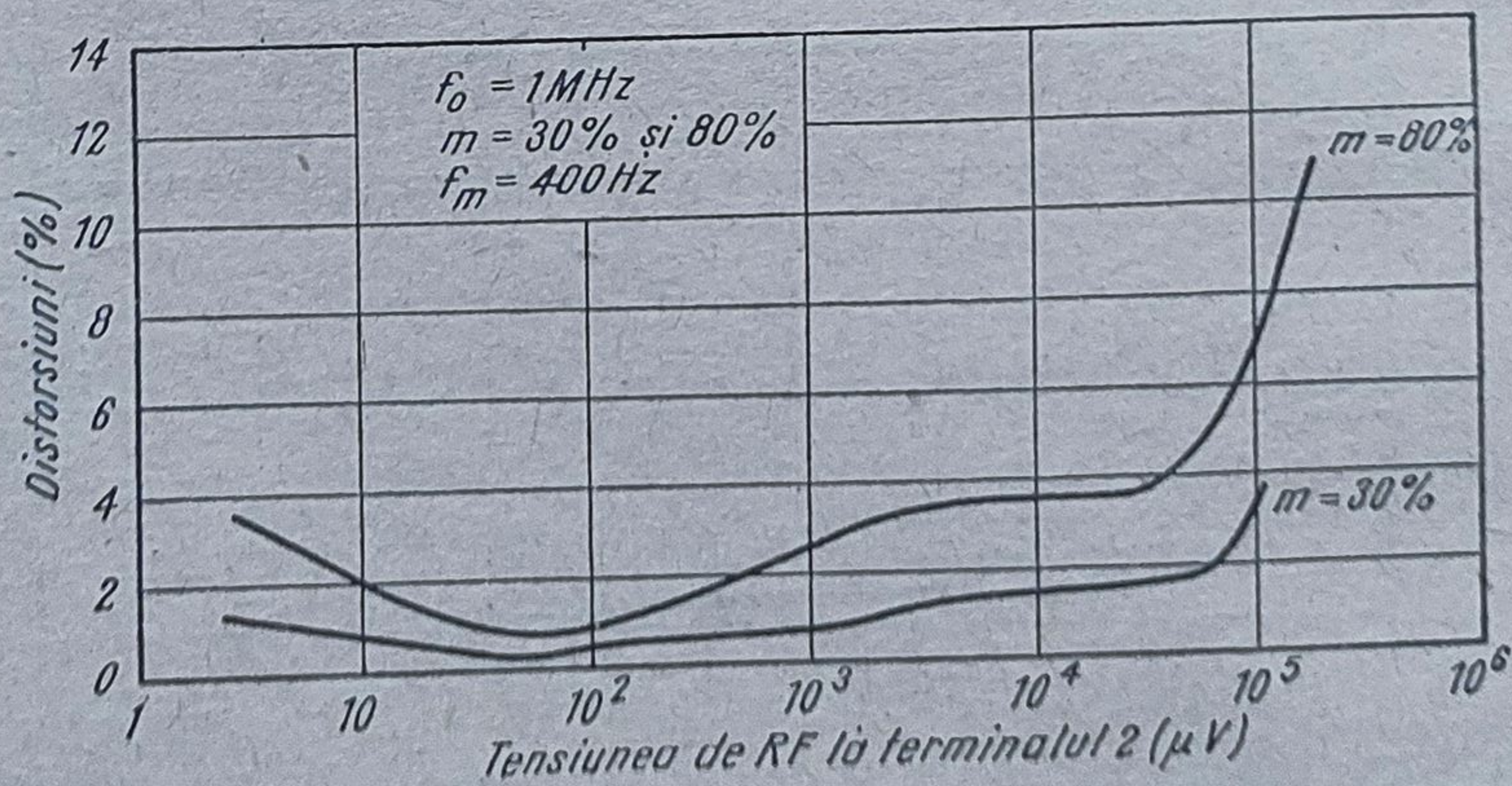
2.28 Tensiunea de audiofrecvență ($S + N$) și tensiunea de zgomot (N) la nivelul potențiometrului R_{48} (volumul la minim) în funcție de tensiunea de radiofrecvență de la intrarea blocului UUS.

● În figura 2.29 este reprezentată rejecția modulației parazite de amplitudine în funcție de valoarea semnalului de frecvență intermediară măsurată la terminalul 2. Modulația este simultană MA și MF , caracteristicile de modulație fiind date în aceeași figură.

● În figura 2.30 este reprezentată variația coeficientului de distorsiuni, în funcție de tensiunea semnalului de radiofrecvență măsurată la terminalul 2. Curbele au ca parametru gradul de modulație.



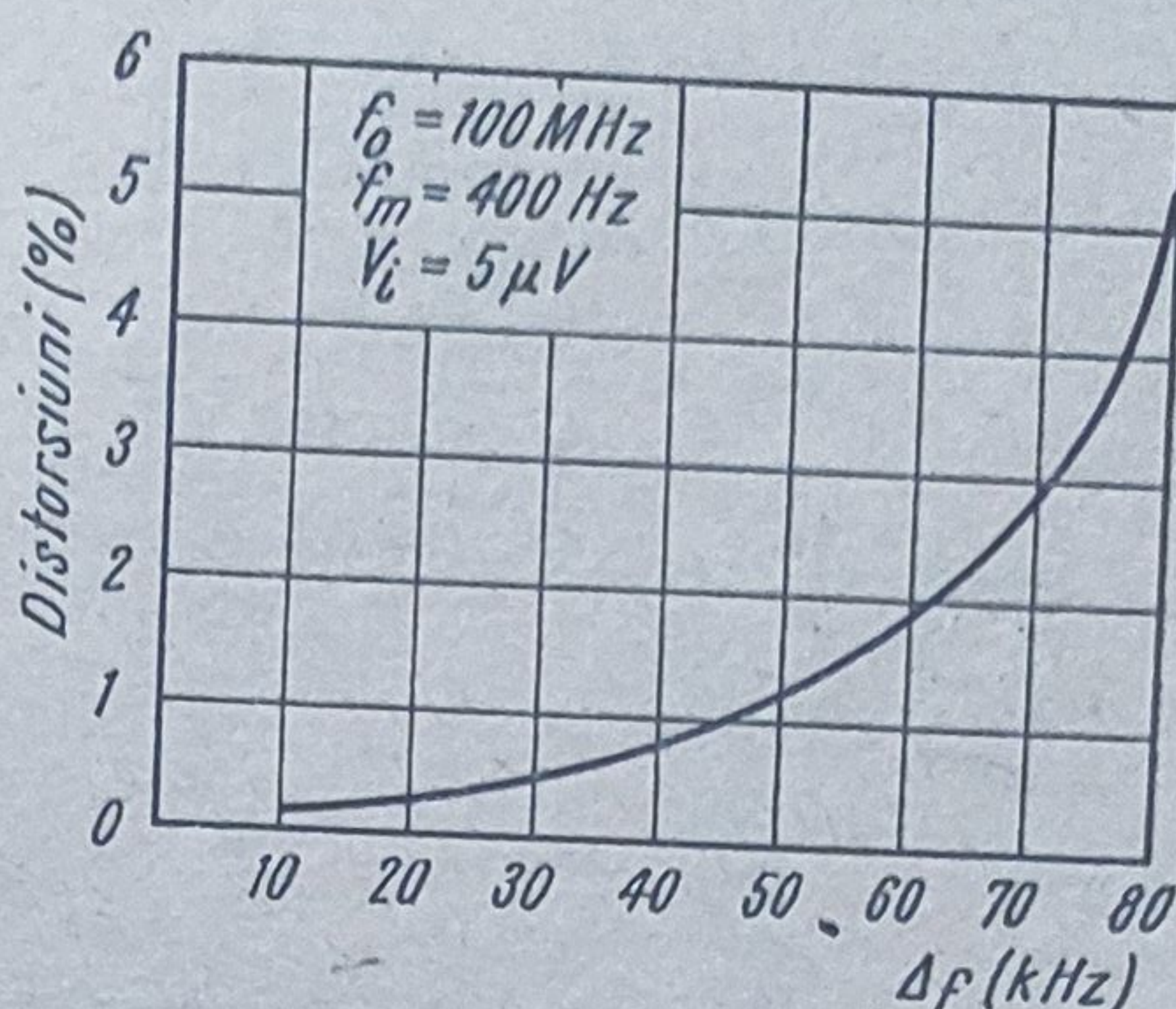
2.29 Rejecția modulației parazite de amplitudine în funcție de tensiunea semnalului de frecvență intermediară.



2.30 Dependența coeficientului de distorsiuni la recepția MA în funcție de tensiunea semnalului de radiofrecvență.

● În figura 2.31 este reprezentată variația coeficientului de distorsiuni la recepția MF, în funcție de deviația de frecvență pentru un nivel de $4 \mu\text{V}$ la intrarea blocului de UUS.

Performanțele din figurile 2.27 ... 2.31 se obțin în cazul utilizării filtrului ceramic specificat în figura 2.24. a.



2.31 Dependența coeficientului de distorsiuni la recepția MF în funcție de deviația de frecvență; nivelul la intrarea în tuner $5 \mu\text{V}$

2.5.2. Radioreceptor MA/MF utilizând o alimentare de 9 V

În cadrul schemei de bază de la radioreceptorul de 6 V (vezi figura 2.24. a și 2.24. b) se schimbă doar componentele necesare creșterii puterii de ieșire la 2 W:

- R_{60} crește de la 68Ω la 220Ω , păstrând tensiunea de alimentare a circuitului integrat la terminalul 8 de circa 5,3 V;
- R_{61} este o rezistență care se introduce suplimentar între terminalul 13 și masă, modificând reacția de curent continuu pentru a fixa punctul static de funcționare al etajului ($R_{61} = 33 \text{ k}\Omega$);
- R_{52} crește de la $3,3 \text{ k}\Omega$ la $5,6 \text{ k}\Omega$ pentru a conserva sensibilitatea de 15 mV la terminalul 12.

Tensiunea de alimentare a circuitului integrat și partea de radiofrecvență rămânând aceeași, performanțele indicate la radioreceptorul de 6 V rămân valabile și în acest caz.

2.5.3. Radioreceptor MA/MF utilizând o alimentare de 16 V

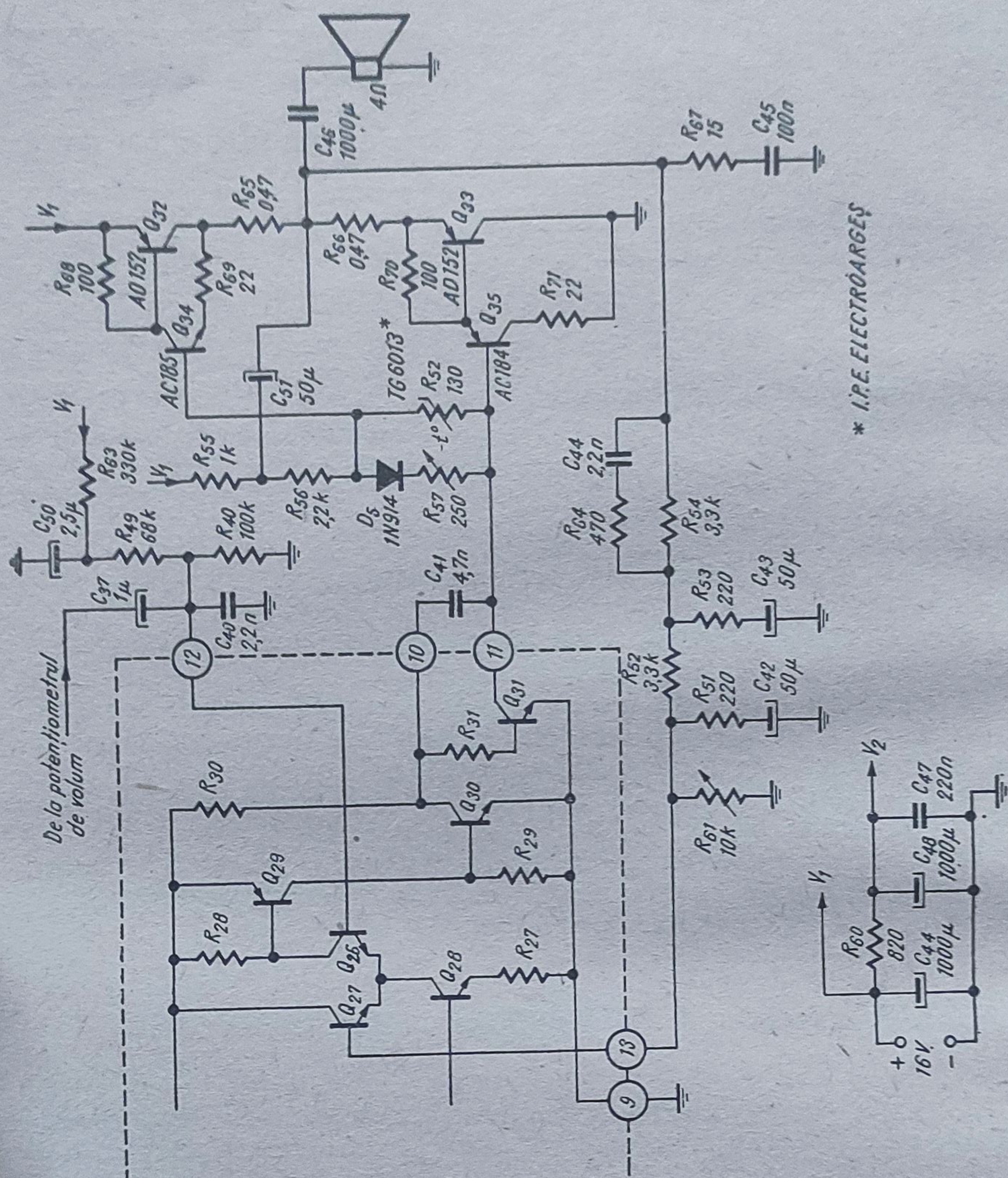
Și în acest caz modificările se fac numai în etajul audio, performanțele părții de radiofrecvență rămânând neschimbate. Schema corespunzătoare este reprezentată în figura 2.32.

Utilizând perechea de tranzistoare complementare AD 161/AD 162, circuitul este capabil să furnizeze 5 W pe un difuzor de 4Ω .

Potențiometrul semireglabil R_{61} permite modificarea reacției de curent continuu, deci o polarizare convenabilă a etajului final.

Fixarea punctelor statice pentru Q_{26} și Q_{27} se face acum plecând de la V_1 prin intermediul grupului $R_{63}C_{50}$, care diminuează posibilitatea apariției reacțiilor parazite prin sursa de alimentare și introduce o întârziere în alimentarea lui Q_{27} față de baza lui Q_{26} pentru a proteja etajul final.

Sensibilitatea de 15 mV la terminalul 12 pentru puterea maximă de ieșire este conservată prin scăderea valorii rezistențelor R_{51} și R_{53} de la 330Ω la 220Ω .



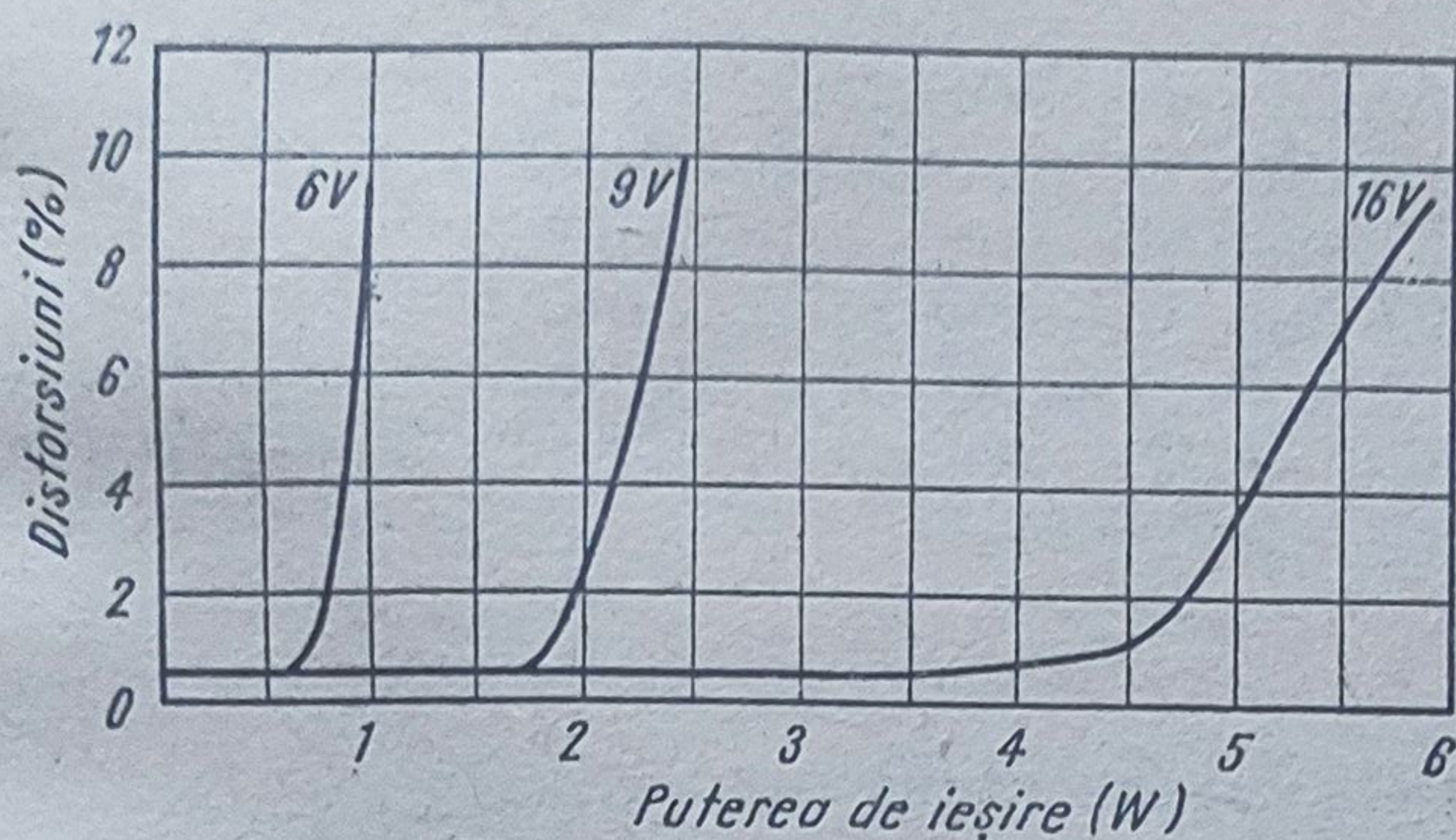
2.32 Etajul final al unui radioreceptor realizând o alimentare de 16 V.

Aducerea valorii tensiunii de alimentare pe terminalul 8 în domeniul permis, se face prin creșterea valorii rezistenței R_{30} la 820 Ω .

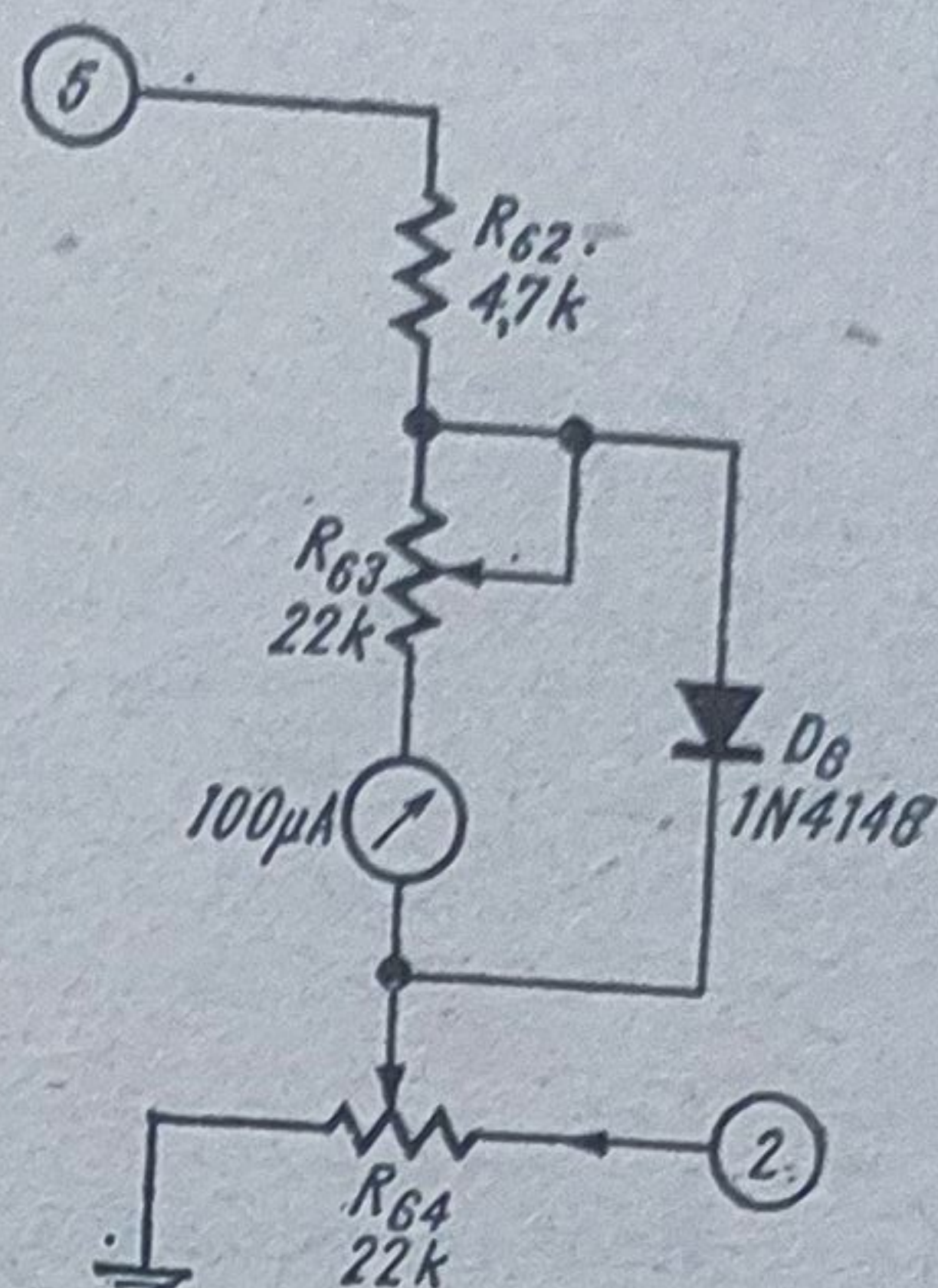
Distorsiunile la bornele sarcinii de 4 Ω pentru cele trei tipuri de radioreceptoare în funcție de puterea de ieșire sînt prezentate în figura 2.33.

2.5.4. Indicator optic de acord

În figura 2.34 este prezentată schema unui indicator optic de acord care poate fi cuplat la oricare din cele trei tipuri de scheme de radioreceptoare descrise anterior.



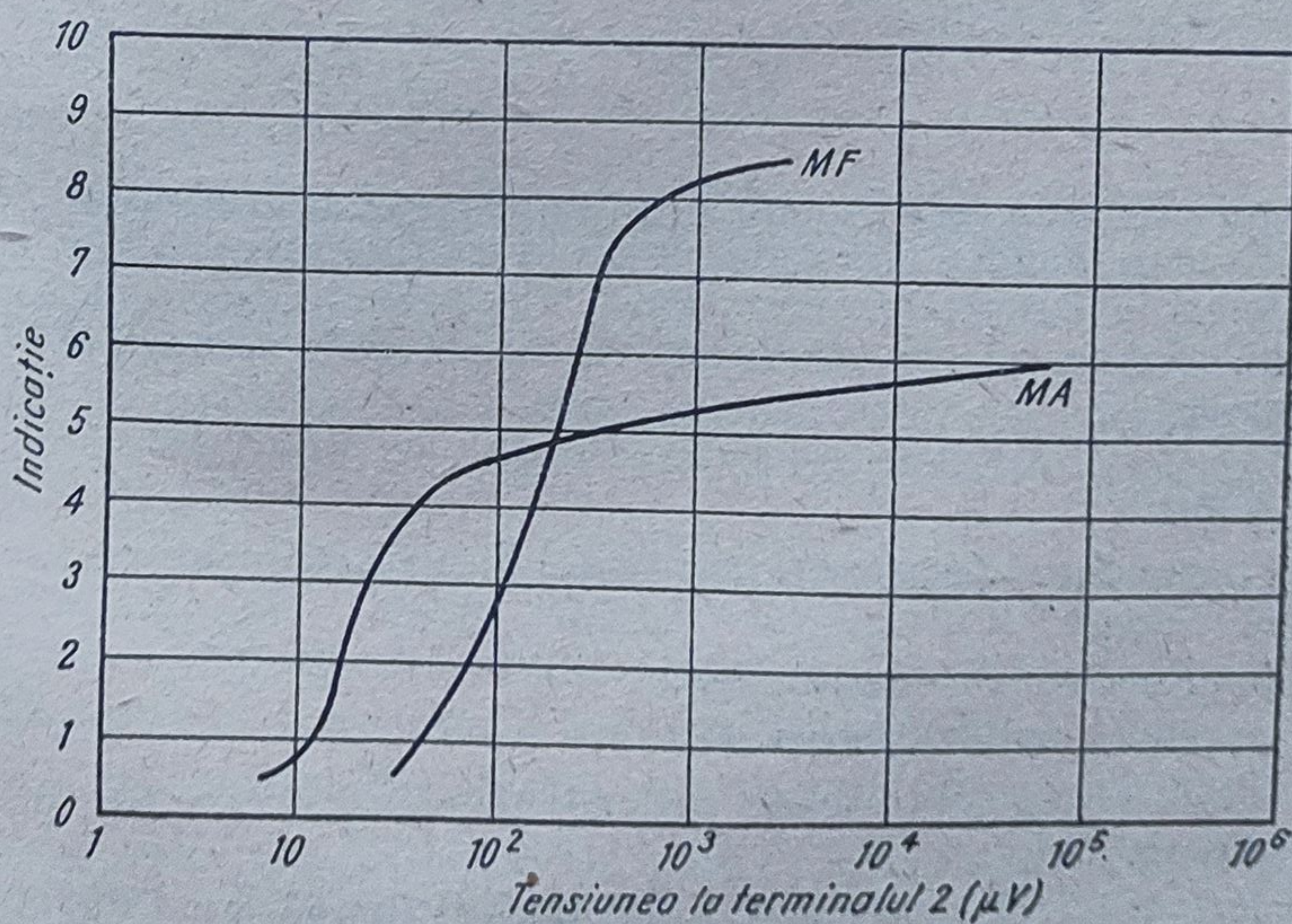
2.33 Dependența coeficientului de distorsiuni în funcție de puterea de ieșire pentru radioreceptoarele descrise în § 2.5.1 § 2.5.2, și § 2.5.3.



2.34 Conectarea indicatorului optic de acord.

Dioda D_6 împreună cu R_{63} realizează limitarea curentului prin instrument, realizând un compromis între sensibilitatea indicatorului la recepția MA și recepția MF . Cu ajutorul potențiometrului R_{64} , care divizează tensiunea stabilizată de la terminalul 2 se compensează componenta de curent continuu de polarizare de la terminalul 5.

Indicația instrumentului în funcție de nivelul de semnal pe terminalul 2 este reprezentată în figura 2.35.



2.35 Indicația instrumentului din indicatorul optic de acord (în unități arbitrare) în funcție de nivelul de semnal pe terminalul 2.

2.5.5. Recepția numai cu *MA* sau numai cu *MF*.

Pentru un receptor *MA* se omite blocul de *UUS*, filtrele *FI—MF*, detectorul de raport, și componentele C_{18} , C_{19} , C_{28} , R_{37} , R_{39} . Terminalul 6 se conectează la terminalul 16 iar terminalul 7 la terminalul 8.

Pentru un receptor *MF* lipsesc circuitele de antenă *MA*, circuitele oscilatorului, componentele C_{10} , C_{29} , C_{33} , R_{39} , R_{40} , R_{41} , R_{43} , R_{44} . Terminalul 14 se conectează la terminalul 16, terminalul 6 rămâne decuplat prin C_{28} , iar terminalele 4 și 5 sînt lăsate neconectate.

2.5.6. Radioreceptor fără etaj de putere (Tuner)

Circuitul integrat *TBA 570* pote fi utilizat și în tunere *MA/MF* alimentate de la rețea.

Pentru această aplicație componentele externe ale preamplificatorului audio pentru circuitul din figura 2.24. *b* se modifică ca în figura 2.36.

În această variantă se obține la terminalul 11 un semnal de cca 50 mV la un indice de modulație $m = 30\%$.

2.6. Alte circuite integrate

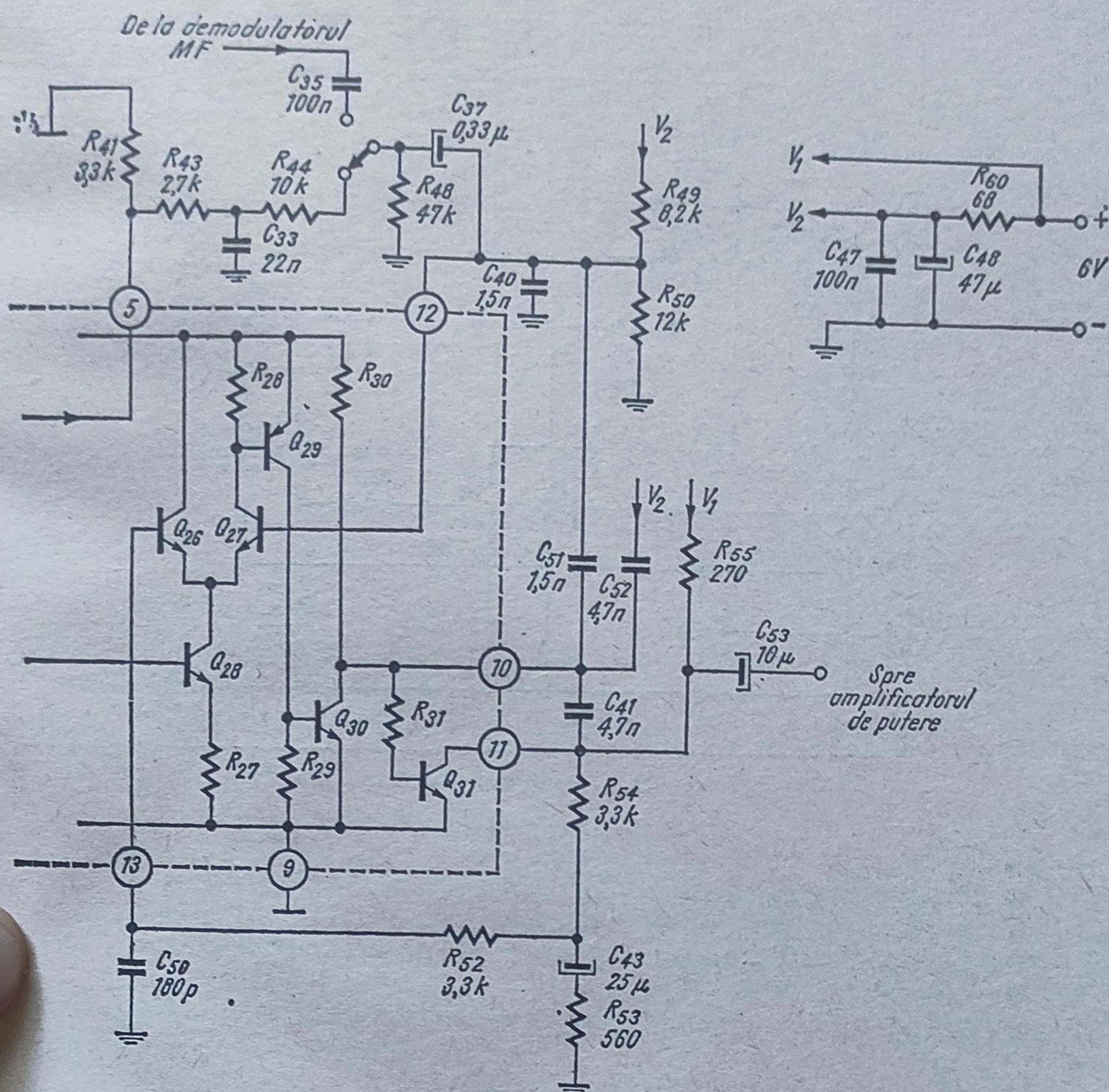
În domeniul integrării funcțiilor active ale unui radioreceptor *MA/MF*, realizările pe plan mondial sînt numeroase. În continuare se va face o analiză sumară a celor mai reprezentative tipuri. Circuitele integrate destinate căii de sunet din receptoarele de televiziune vor fi tratate în volumul II al acestei serii de lucrări.

TAA 991

Face parte dintr-o generație mai veche de circuite integrate și realizează următoarele funcții ³:

- amplificator *FI* pentru *MA*;
- amplificator *FI* pentru *MF*;
- stabilizator pentru alimentarea blocului *UUS*;
- etaj de *RAA*.

Schema electrică a circuitului este relativ simplă (vezi figura 2.37) și ca urmare performanțele nu ating un nivel ridicat. Este încapsulat în capsula *DIL* cu 14 terminale.



2.36 Radioreceptor fără etaj de putere (Tuner).

TBA 460

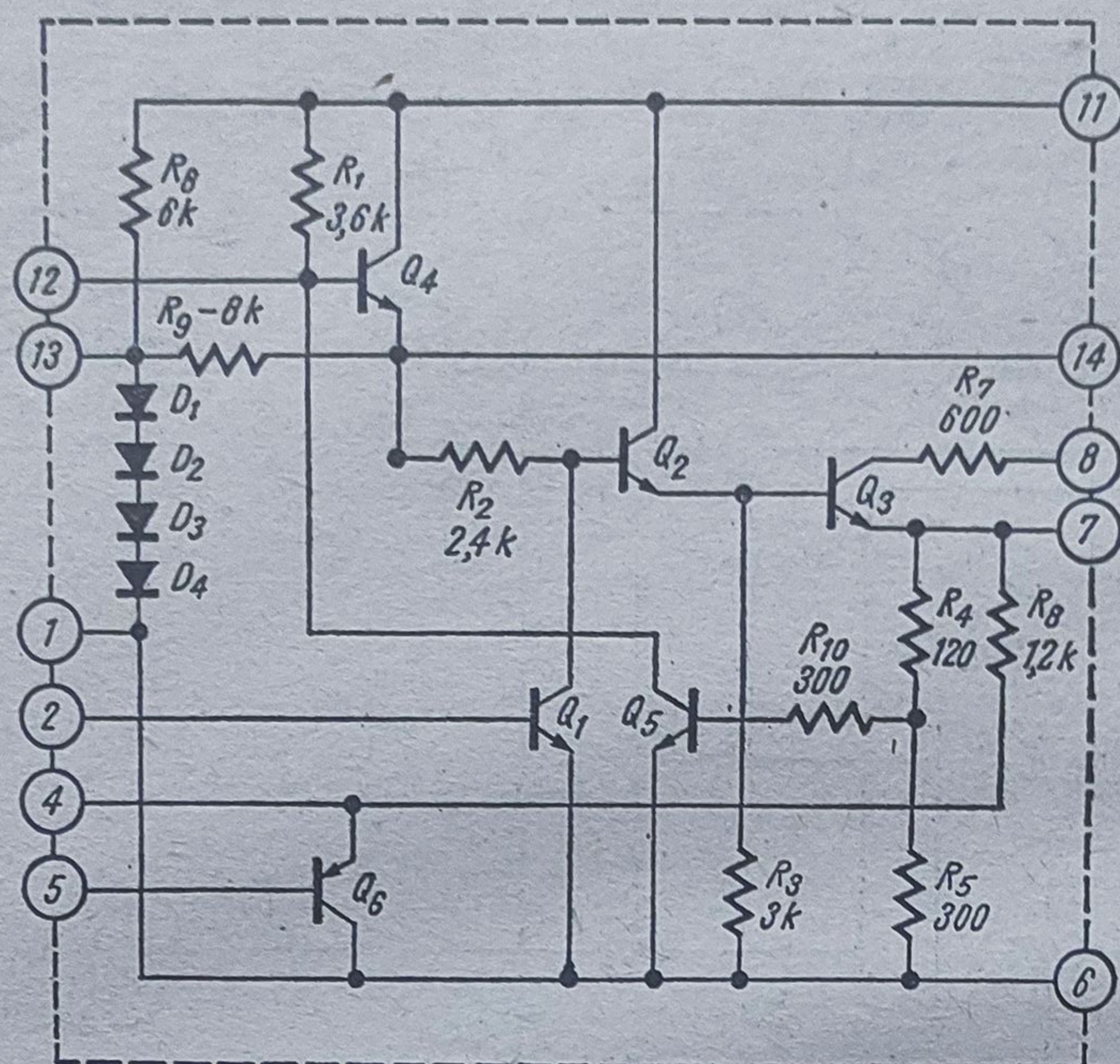
Este un amplificator combinat pentru frecvență intermediară *MA* și *MF*, avînd încorporat și un preamplificator de audiofrecvență. El realizează următoarele funcții³:

- amplificator *FI* pentru *MA*;
- amplificator *FI* pentru *MF*;
- preamplificator de audiofrecvență.

Este încapsulat în capsulă *DIL* cu 16 terminale.

TBA 700 (TBA 690)

Este un circuit de complexitate ridicată în care, spre deosebire de *TBA 570*, s-a introdus etajul final de putere și s-a renunțat la alte blocuri (mixerul, oscilatorul local și detectorul *MA*).



2.37 Schema electrică a circuitului integrat TAA 991.

Funcțiile realizate de acest circuit sînt:

- amplificator *FI* pentru *MA* și *MF*;
- amplificator de audiofrecvență;
- stabilizator de tensiune pentru *UUS* sau mixer;
- amplificator de *RAA*;
- stabilizator de tensiune pentru curentul de mers în gol al etajului final.

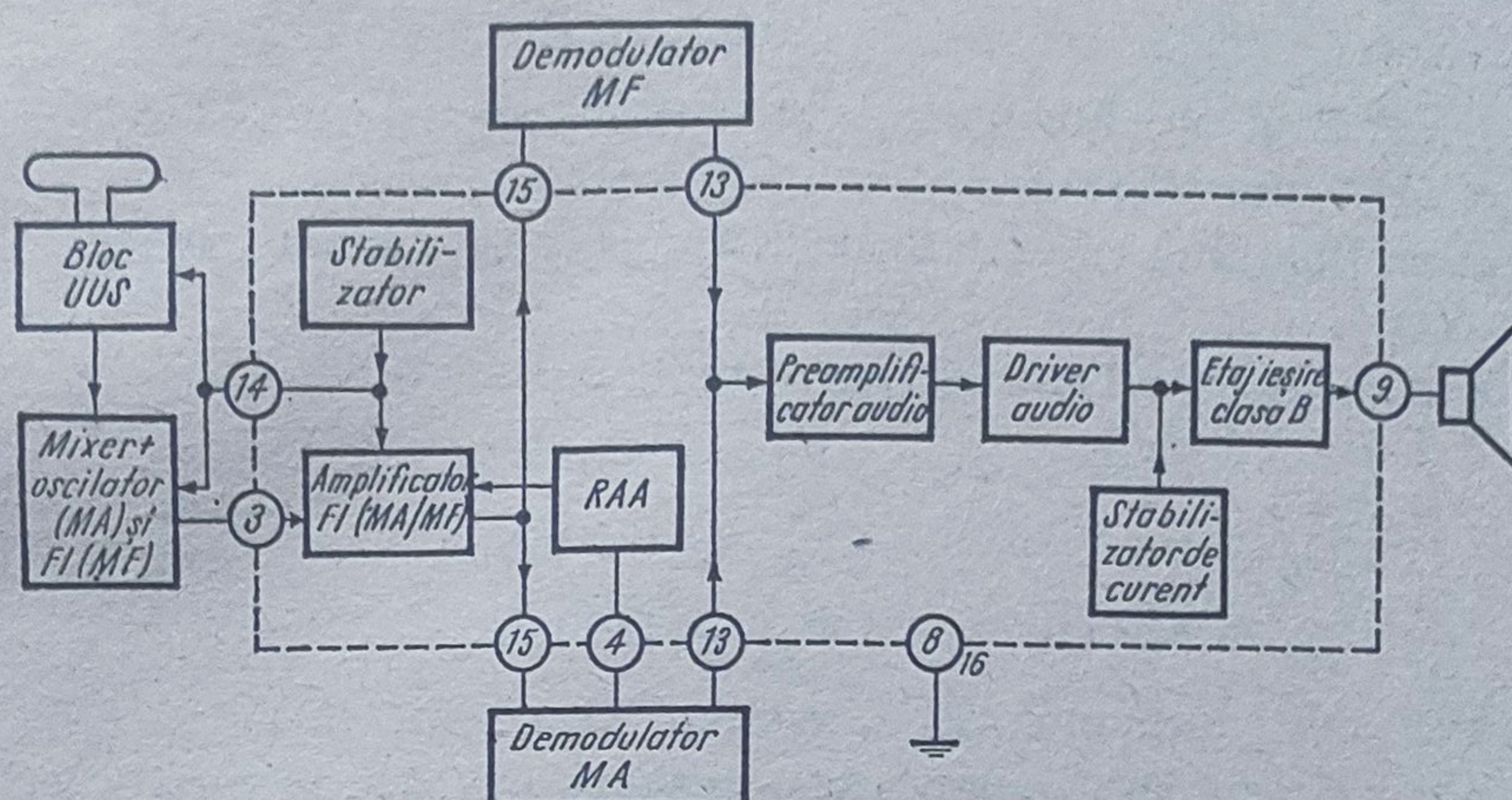
Schema bloc este prezentată în figura 2.38.

Pentru schema tipică de aplicație se pot enumera următoarele performanțe:

- curentul absorbit de la sursa de alimentare: 24,5 mA;
- puterea de ieșire:
 - $TBA\ 690 - 0,7\ W$;
 - $TBA\ 700 - 1\ W$;
- tensiunea de radiofrecvență la recepția *MA* pentru un raport semnal/zgomot de 26 dB: 15 μV ;
- domeniul de lucru al *RAA* pentru o variație maximă de 10 dB a tensiunii de audiofrecvență: 72 dB;
- tensiunea de radiofrecvență la 3 dB înainte de limitări pentru recepția *MF*: 150 μV ;

Domeniul tensiunilor de alimentare este 2,7 ... 12 V.

Circuitul este încapsulat într-o capsulă *DIL* cu 16 terminale.



2.38 Schema bloc a circuitului integrat TBA 700.

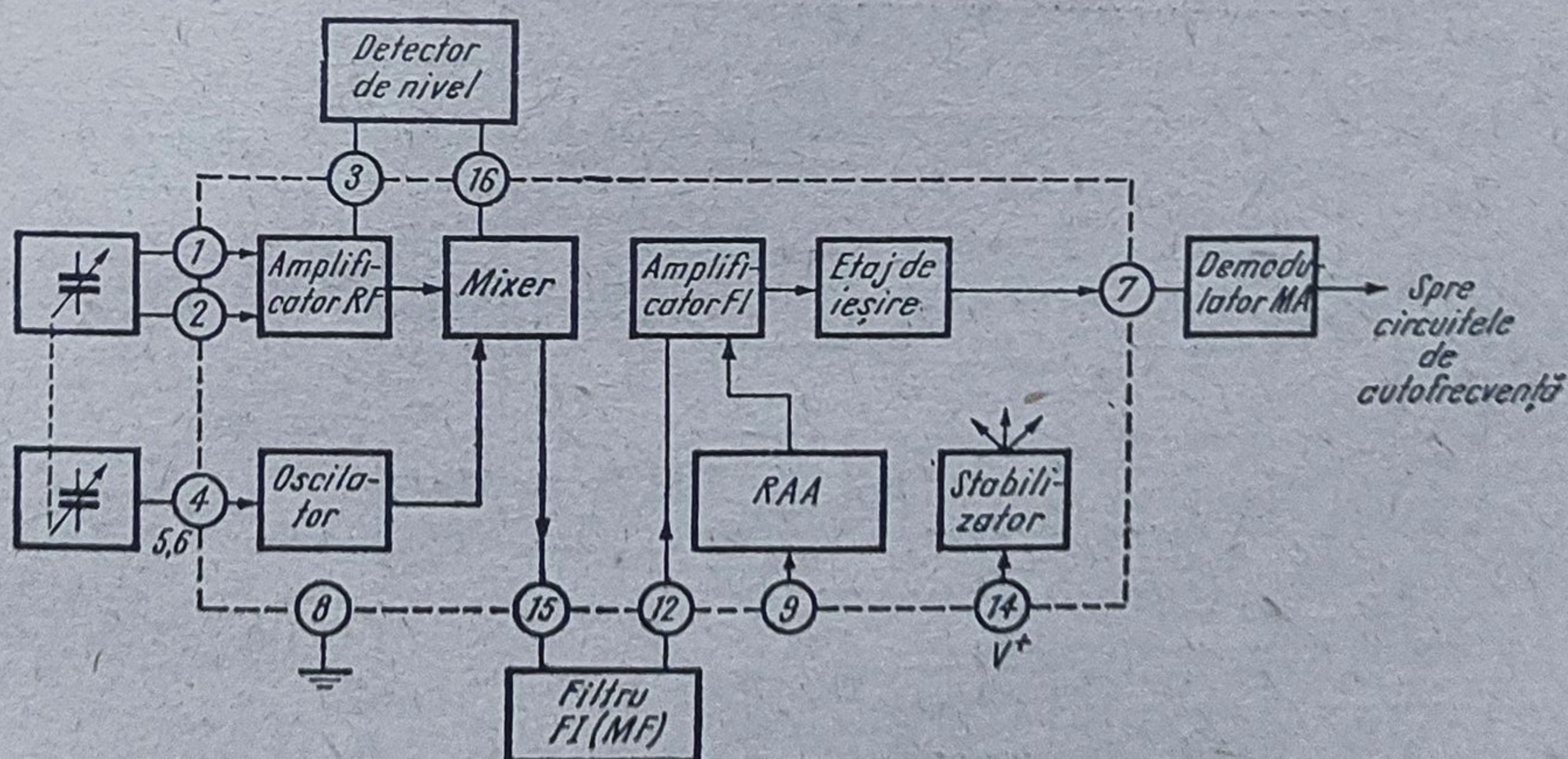
TCA 440

Este un circuit special cu performanțe ridicate, destinat recepției MA, care realizează următoarele funcții³:

- amplificare reglabilă a semnalului de radiofrecvență;
- oscilator;
- mixer;
- stabilizator pentru circuitele interne;
- amplificator de FI;
- reglaj automat de amplificare atât în FI cât și în RF.

Schema bloc a circuitului împreună cu principalele elemente exterioare este prezentată în figura 2.39.

Se remarcă la acest circuit intrarea simetrică pentru circuitul de radiofrecvență și reglajul de amplificare, atât în blocul de frecvență intermediară, cât și în cel de radiofrecvență.



2.39 Schema bloc a circuitului integrat TCA 440.

Performanțele principale ale circuitului sînt:

- curenul de alimentare la o tensiune de 9 V: 10,5 mA;
- frecvența maximă de lucru: 50 MHz;
- sensibilitatea la intrare pentru un raport semnal/zgomot de 26 dB: 7 μ V;
- domeniul de lucru al RAA total ($m = 30^\circ$:

$$V_{IRF} = 20 \mu V$$

$$V_{AF} = 50 \text{ mV};$$

$$V_{IRF} = 1 \text{ mV}$$

$$V_{AF} = 100 \text{ mV};$$

$$V_{IRF} = 500 \text{ mV}$$

$$V_{AF} = 130 \text{ mV}.$$

Domeniul tensiunilor de alimentare este 4,5 ... 15 V.

Circuitul este încapsulat într-o capsulă DIL cu 16 terminale.

TDA 1062

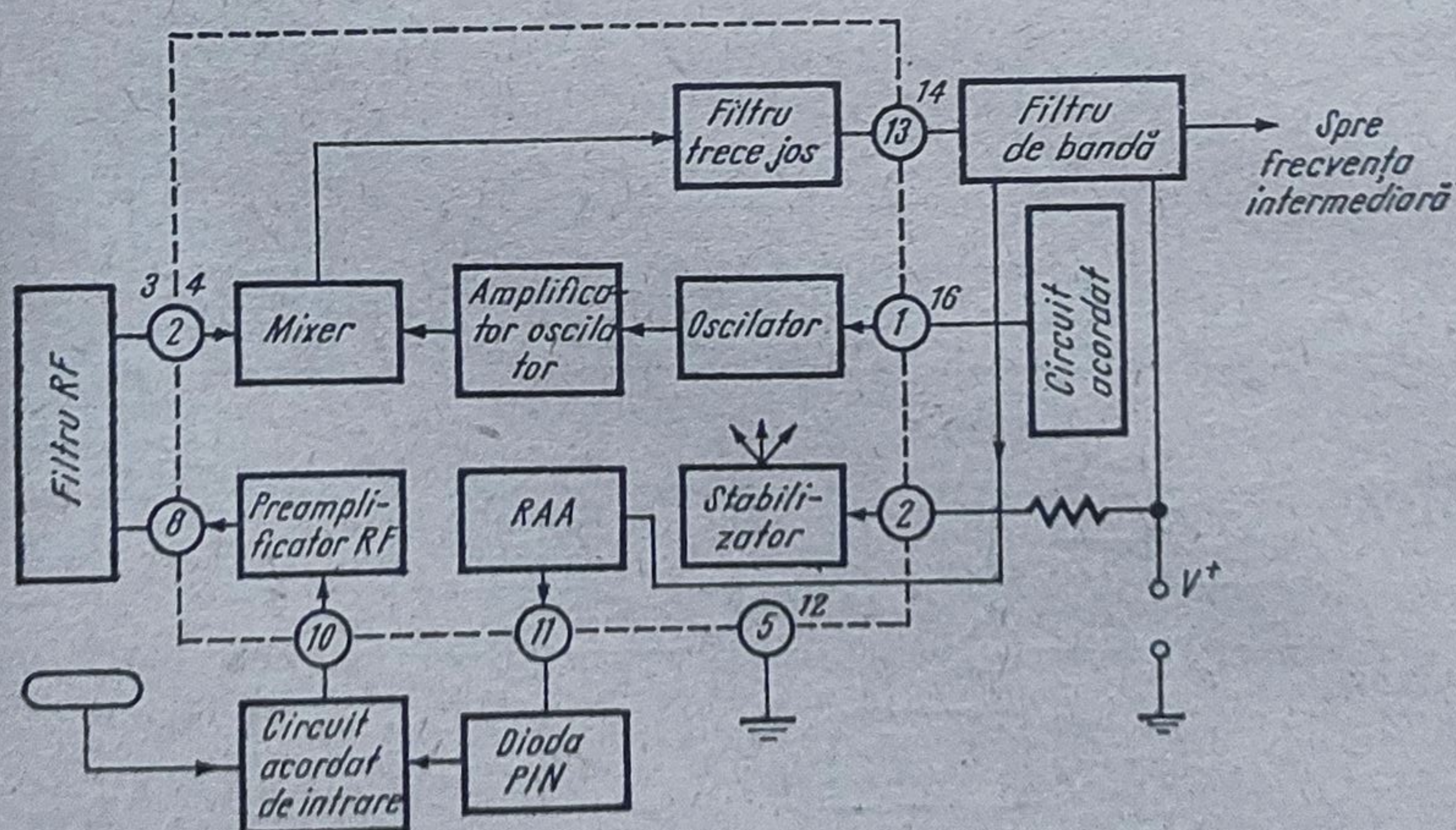
Realizează cu performanțe ridicate toate funcțiile active ale blocului de UUS.

Funcțiile active ale acestuia rezultă din schema bloc prezentată în figura 2.40.

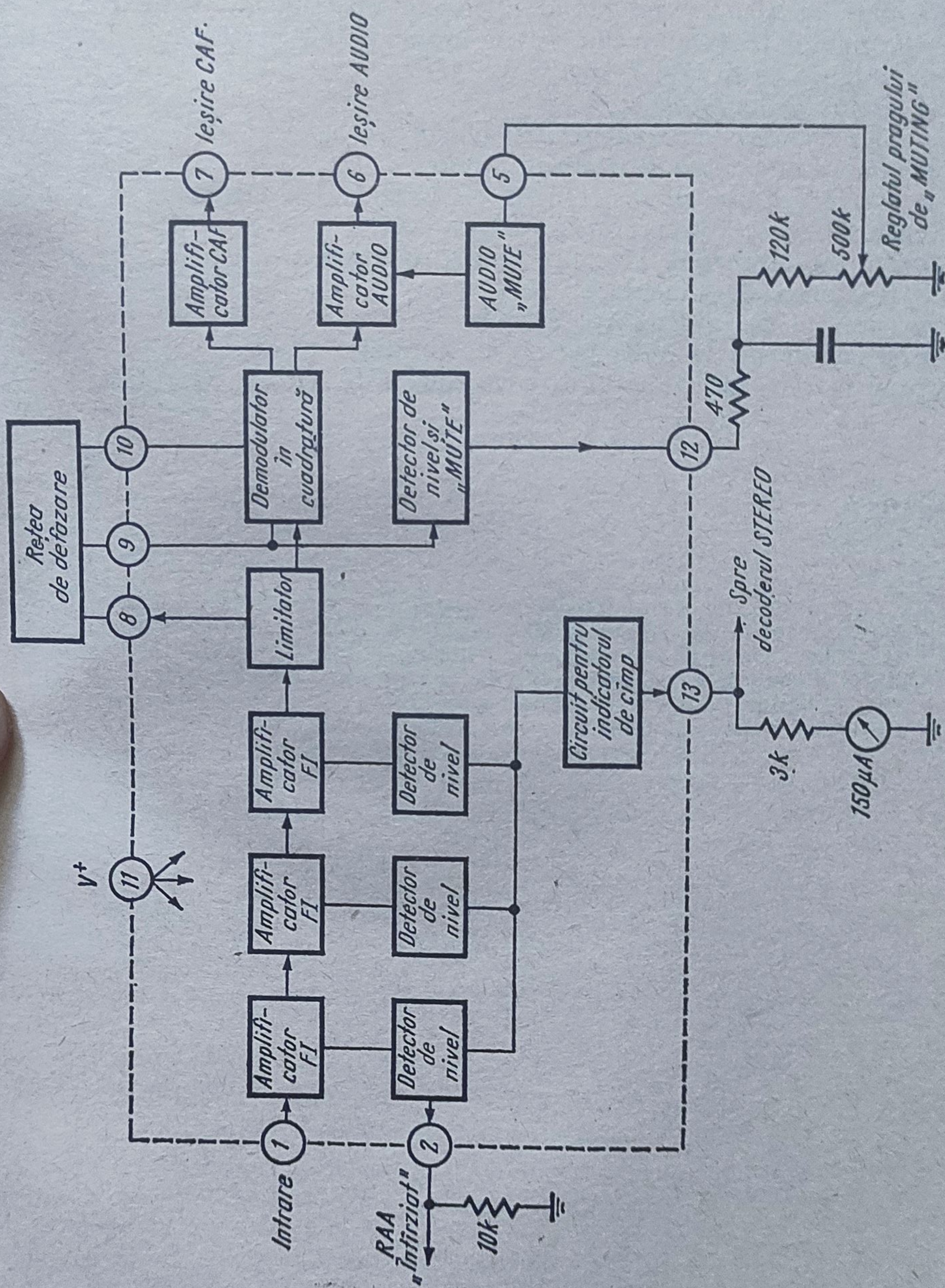
Se caracterizează prin ⁵:

- domeniul tensiunilor de alimentare: 9 ... 15 V;
- curenul de alimentare: 80 mA;
- frecvența maximă de lucru: 200 MHz;
- câștigul în putere: 30 dB;
- factorul de zgomot: 5,5 dB;

Circuitul este în capsulat într-o capsulă DIL cu 16 terminale.



2.40 Schema bloc a circuitului integrat TDA 1062.



2.41 Schema bloc a circuitului integrat TDA 1200.

TDA 1200

Este un subsistem complet cu performanțe ridicate pentru recepția semnalelor modulate în frecvență care încorporează următoarele funcții⁶:

- amplificare *MF* și demodulare *MF*;
- circuit de „muting”;
- *CAF* și *CAF întârziat* pentru blocul *UUS*;
- comutare pentru decodorul stereo;
- atacul pentru un instrument de intensitatea câmpului.

Schema bloc este prezentată în figura 2.41.

Dintre caracteristicile electrice se pot menționa:

- tensiunea de alimentare: 12 V;
- curentul de alimentare: 23 mA;
- sensibilitatea la 3 dB înainte de limitări: 12 μ V.

Circuitul este încapsulat într-o capsulă *DIL* cu 16 terminale.

Bibliografie

1. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H., *Circuite integrate liniare*, Editura tehnică, București, 1975
2. * * * AM and FM radio receivers using TBA 570, MBLE, 1974.
3. * * * SIEMENS, *Catalog de circuite integrate liniare*, 1976/1977.
4. * * * MBLE, *Catalog de semiconductoare și circuite integrate*. Partea 5, 1975.
5. * * * TELEFUNKEN, *Catalog de circuite integrate*, 1977.
6. * * * SGS-ATES, *Catalog de tranzistoare și circuite integrate*, 1975/1976.

TBA 790, TCA 150

Amplificatoare audio de putere

3.1. Prezentarea circuitului

3.1.1. Destinație

În ultimii ani majoritatea firmelor producătoare de componente electronice acordă o importanță deosebită producției de circuite integrate de larg consum, între care și amplificatoarele audio de putere integrate, cu multiple utilizări în aparatura de radio și TV, magnetofone, picupuri cât și în unele aplicații industriale. Aceste amplificatoare audio de putere sînt realizate folosind tehnologia de fabricație a circuitelor integrate — în variante mono și dual, acoperind un domeniu de putere utilă în sarcină pînă la 20 W.

Circuitele integrate — amplificatoare audio de putere — din producția IPRS-BĂNEASA, TBA 790 și TCA 150 prezentate în acest capitol sînt destinate să acopere gama aplicațiilor în care este necesară o putere utilă de ieșire pînă la 5 W.

Diversele variante constructive ale acestor amplificatoare se recunosc după sufixul *K* sau *T* care urmează după codul *TBA 790* sau *TCA 150*. Aceste variante constructive diferă numai prin modul de încapsulare, deci în esență numai prin rezistența termică cip-ambiant, schemele electrice fiind identice.

În tot acest capitol atît timp cît este vorba despre proprietăți generale comune tuturor variantelor constructive se utilizează denumirea generică de *TBA 790* sau *TCA 150* fără nici un sufix.

Utilizarea sufixului indică referirea la o proprietate particulară corespunzătoare tipului de capsulă caracterizat de sufixul respectiv.

Amplificatorul audio integrat *TBA 790* este recomandat în aplicații în care puterea utilă necesară nu depășește 2,5 W, iar amplificatorul audio integrat *TCA 150* în aplicațiile pentru care puterea utilă de ieșire ajunge pînă la 5 W.

Aceste amplificatoare asociate cu un număr redus de componente exterioare permit adaptarea ușoară la cerințele specifice ale diferitelor aplicații, acoperind pentru parametrii electrici principali următoarele domenii:

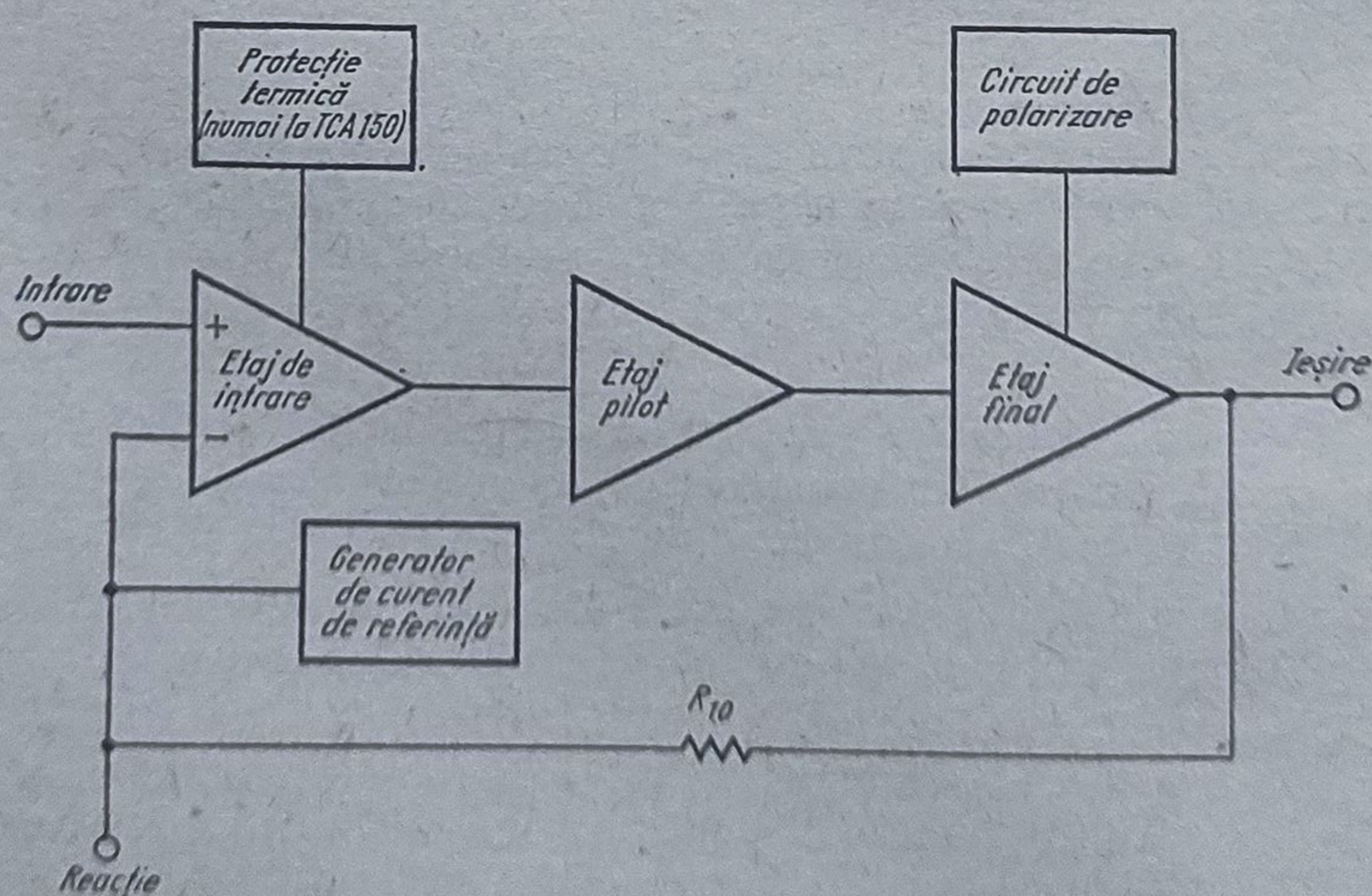
- tensiunea de alimentare: 6 ... 15 V;
- rezistența de sarcină: 4 ... 16 Ω ;
- banda de frecvență (la -3dB): 20 Hz ... 20 kHz;
- amplificarea în tensiune: 40 ... 49 dB.

3.1.2. Schema bloc

Schema bloc a amplificatoarelor audio de putere integrate TBA 790 și TCA 150 este prezentată în figura 3.1.

Funcțiile îndeplinite de fiecare etaj din schema bloc sînt următoarele:

- *etajul de intrare*: asigură o impedanță de intrare ridicată și o amplificare de tensiune de ordinul zecilor;
- *etajul pilot*: asigură în principal amplificarea de tensiune și curenții de excitație pentru etajul final;
- *circuitul de polarizare*: menține tranzistoarele finale în clasa de funcționare AB, la un curent de repaus suficient de mare pentru a evita apariția distorsiunilor de racordare;
- *etajul final*: realizat cu simetrie cvasicomplementară este echipat cu un dublet echivalent *npn* și un dublet echivalent *pnp*, asigurînd o amplificare în curent foarte mare;
- *generatorul de curent de referință*: furnizează un curent proporțional cu tensiunea de alimentare pentru autocentrarea valorii tensiunii de ieșire în repaus, la jumătate din valoarea tensiunii de alimentare;



3.1 Schema bloc a amplificatoarelor audio de putere TBA 790 și TCA 150.

- *protecția termică*: numai în cazul amplificatorului *TCA 150* există un circuit de protecție termică care limitează puterea disipată de etajul final și implicit temperatura maximă a cipului în cazul unor suprasarcini.

3.2. Schema electrică

Schema electrică de principiu a amplificatorului audio de putere integrat *TCA 150*, dată în figura 3.2, cuprinde 26 tranzistoare din care 7 folosite ca diode, 13 rezistențe și un condensator și este realizată pe un cip cu o suprafață de $1,7 \text{ mm} \times 1,5 \text{ mm}$.

Amplificatorul audio de putere integrat *TBA 790* are aceeași schemă electrică de principiu, exceptând circuitul de protecție termică (tranzistoarele Q_{24} , Q_{25} , Q_{26} și rezistențele R_{11} , R_{12} , R_{13} — vezi figura 3.2) și este realizat pe un cip cu o suprafață de $1,5 \text{ mm} \times 1,3 \text{ mm}$.

Se poate observa că în general proiectarea schemelor circuitelor integrate din această familie de amplificatoare audio de putere folosește principiile de proiectare^{1,2} utilizate la realizarea amplificatoarelor operaționale integrate de uz general.

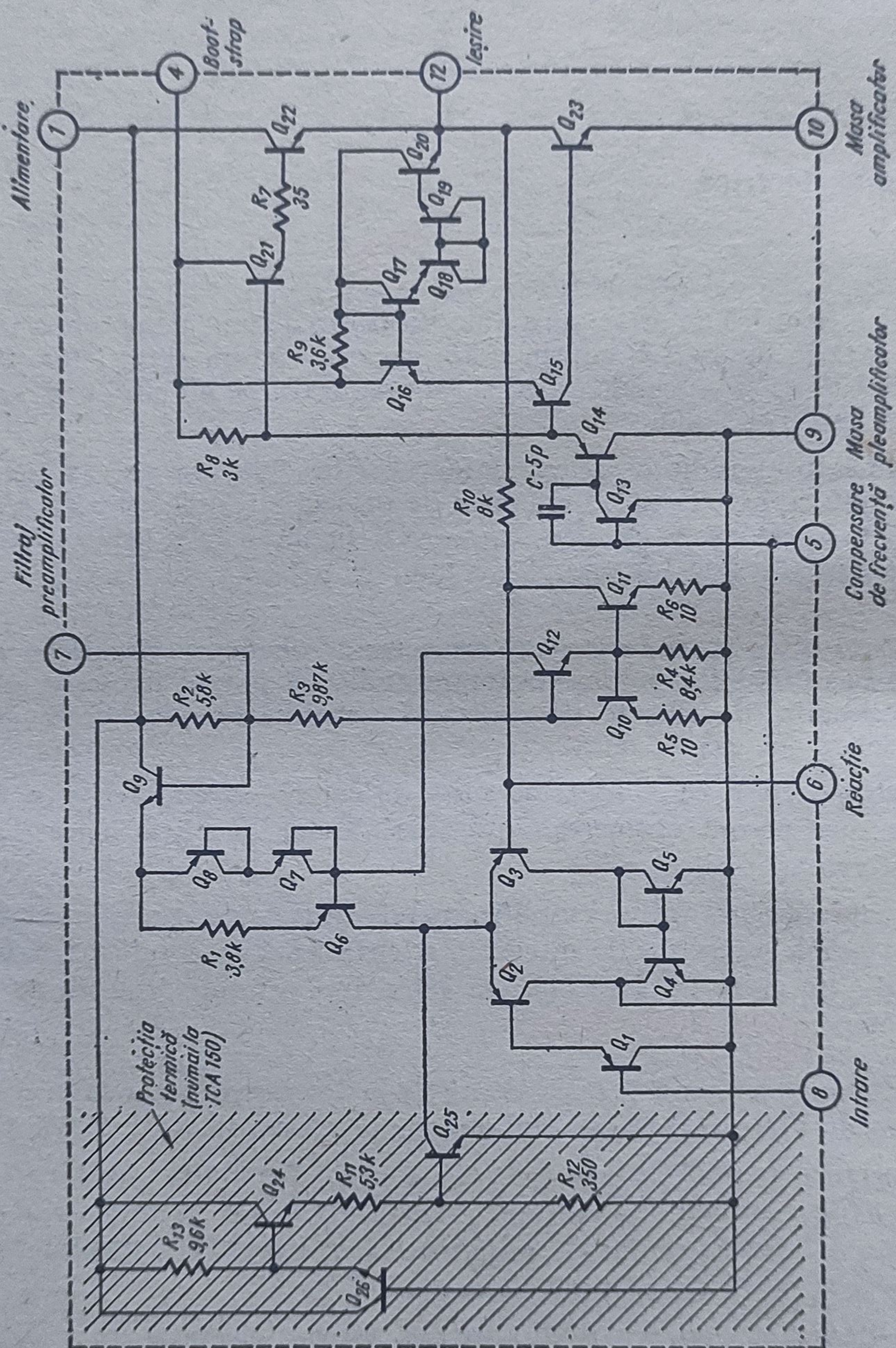
În schema electrică se regăsesc surse de curent, sarcini active și etaje diferențiale care permit obținerea unui amplificator cu câștig mare, bandă largă și distorsiuni mici.

Diferența majoră între amplificatoarele audio de putere integrate și amplificatoarele operaționale integrate se manifestă în esență în „arhitectura” etajului de ieșire în clasă *AB*, în geometria orizontală a tranzistoarelor de putere.

În schema din figura 3.2, ca de altfel în tot restul capitolului, cifrele plasate în cercuri reprezintă terminalul corespunzător capsulei *CB 155 (TABS)*.

În vorbirea curentă capsulele folosite sînt denumite „fără radiator” (sau „cu radiator intern”) — capsula *CB-108B*, „cu coarne” — capsula *CB 99* — după forma specifică a radiatorului și respectiv încapsularea în „capsulă cu aripioare” sau *TABS* — capsula *CB 155*.

Linia punctată care apare în diverse scheme electrice care descriu integral sau parțial circuitul amplificatorului de putere reprezintă „marginea” circuitului, în afara căreia se plasează componentele exterioare. Notățiile existente în tot acest capitol pe linia punctată definesc terminalele pentru încapsulare în *CB 155*.



3.2 Schema electrică de principiu a amplificatorului audio. Notăția terminalelor corespunde capsulei CB 155 (TABS).

3.2.1. Etajul de intrare

Etajul de intrare (vezi figura 3.3. *a* și *b*) este realizat cu tranzistoarele *pnp* Q_2 și Q_3 , în montaj diferențial, cu sarcină activă² — tranzistorul Q_4 , respectiv Q_5 .

Curentul prin tranzistoarele Q_2 și Q_3 este practic independent de tensiunea de alimentare datorită generatorului de curent constant compus din tranzistorul Q_6 , tranzistoarele conectate ca diodă Q_7 , Q_8 și rezistența R_1 .

Alimentarea etajului se realizează prin tranzistorul Q_9 .

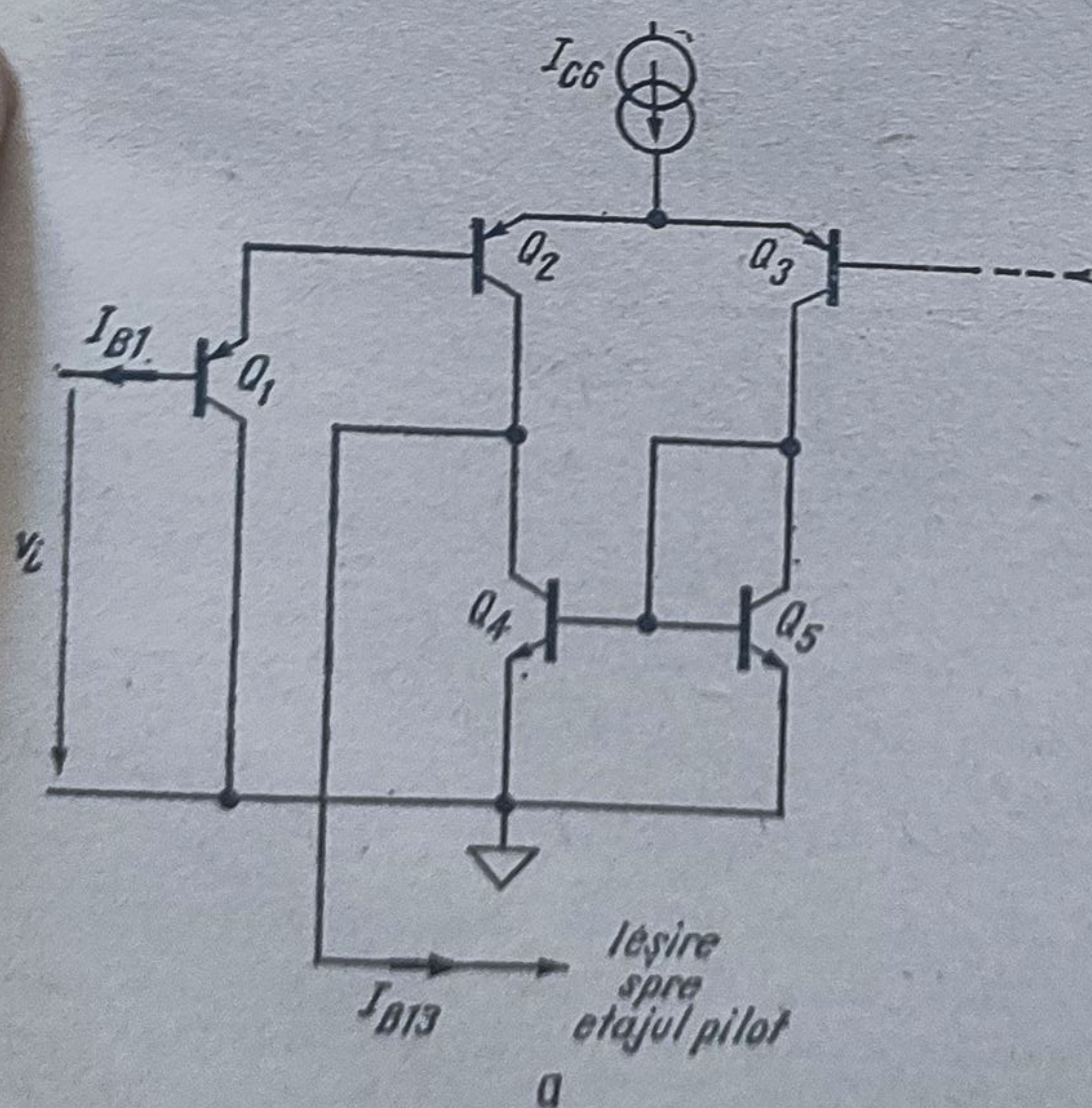
Această schemă de polarizare permite operarea fără dificultăți a tranzistoarelor Q_2 și Q_3 la curenți de colector practic constanți de ordinul a $100 \mu\text{A}$.

Tranzistorul Q_1 — *pnp* de substrat — are colectorul la masă. El funcționează în montaj de repetor pe emitor, asigurând astfel o impedanță ridicată la intrarea amplificatorului și un curent de intrare de ordinul zecilor de nA (curentul I_{B1} iese din terminalul corespunzător intrării amplificatorului).

Semnalul de intrare se aplică pe baza acestui tranzistor. Deoarece colectorul tranzistorului Q_1 este la masă rezultă că pentru alternanța negativă joncțiunea colector-bază este polarizată în direct și deci *amplitudinea alternanței negative este limitată de saturația tranzistorului Q_1 la o valoare de ordinul a 0,4 ... 0,5 V.*

Realizarea etajului de intrare cu tranzistoare *pnp*, funcționând la curenți mici de colector conferă acestui etaj și avantajul suplimentar al unui zgomot redus.

Amplificatorul diferențial este atacat asimetric pe intrarea neinvertoare, intrarea inversoare (baza tranzistorului Q_3) fiind folosită în circuitul de reacție negativă.



3.3. *a* — Schema simplificată a etajului de intrare;

$$V_{BE8} + V_{BE7} = R_1 I_{R1} + V_{BE6}. \quad (3.1)$$

Deoarece curentul I_{Q12} prin tranzistoarele Q_7 și Q_8 este de același ordin de mărime cu curentul I_{R1} se poate presupune cu bună aproximație că:

$$V_{BE8} = V_{BE7} = V_{BE6} = V_{BE}. \quad (3.2)$$

Ținând seama de relația 3.2, din relația 3.1 se obține

$$I_{R1} = \frac{V_{BE}}{R_1} = \frac{0,67}{3,8} = 0,176 \text{ mA}.$$

Presupunând în mod rezonabil că tranzistorul Q_6 (*pnp* lateral) are factorul de amplificare în curent egal cu 10, rezultă

$$I_{C6} = \frac{10}{10 + 1} I_{R1} \simeq 160 \text{ } \mu\text{A}.$$

În punctul static de funcționare curentul I_{C6} se împarte practic în mod egal între tranzistoarele Q_2 și Q_3 .

Într-adevăr, presupunând curentul I_{B13} neglijabil, și ținând cont că tranzistoarele de arie egală Q_4 și Q_5 constituie o oglindă de curent, rezultă:

$$I_{C4} = I_{C5}$$

și se obține:

$$I_{C2} = I_{C3} - 2 \frac{I_{C2}}{h_{21E4}},$$

sau

$$\frac{I_{C2}}{I_{C3}} = \frac{h_{21E4}}{h_{21E4} + 2} \quad (3.5)$$

Deoarece factorul de amplificare în curent h_{21E4} este al unui tranzistor *nnp*, se poate presupune că are o valoare tipică de cel puțin 100. Prin urmare dezechilibrul între cei doi curenți este de maximum 2% și se poate considera că pentru fiecare din tranzistoarele Q_2 și Q_3 curentul de colector are valoarea

$$I_{C2} = I_{C3} = \frac{I_{C6}}{2} = 80 \text{ } \mu\text{A}. \quad (3.4)$$

Curentul de intrare, deci curentul din baza tranzistorului Q_1 se calculează cu relația

$$I_{B1} = \frac{I_{C2}}{(h_{21E})_L \cdot (h_{21E})_S}, \quad (3.5)$$

unde factorii de amplificare în curent poartă indicii tranzistoarelor *pnp* la care se referă — *L* — lateral (Q_2) și respectiv — *S* — substrat (Q_1). Valorile care se pot obține pentru factorul de amplificare în curent la tranzistoarele *pnp* de substrat se plasează în mod curent în intervalul 50 ... 80; acceptând pentru $(h_{21E})_L$ o valoare în intervalul tipic 10 ... 15, din relațiile 3.4 și 3.5 se obține

$$I_{B1} \simeq 60 \dots 160 \text{ nA,}$$

în conformitate cu specificația de catalog (vezi tabelele 3.1 și 3.2).

Deoarece curentul I_{C6} este practic independent de valoarea tensiunii de alimentare V_{CC} rezultă că nici curentul I_{B1} nu depinde de V_{CC} .

Valoarea tensiunii de alimentare V_{E9} se poate obține imediat. Din figura 3.5 rezultă direct:

$$V_{E9} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE12} - V_{BE10}}{R_2 + R_3 + R_5} R_2 - V_{BE9}.$$

Presupunând

$$V_{BE12} = V_{BE10} = V_{BE9} \simeq 0,7 \text{ V}$$

și înlocuind valorile numerice ale rezistențelor se găsește

$$V_{E9} \simeq 0,63 V_{CC} - 0,26 V_{BE}.$$

Potențialul bazei tranzistorului Q_9 — terminalul 7 — rezultă

$$V_7 = V_{B9} \simeq 0,63 V_{CC} + 0,74 V_{BE} \simeq \frac{2}{3} V_{CC} + 0,5 \text{ [V]}. \quad (3.6)$$

Măsurarea tensiunii pe terminalul 7 și verificarea concordanței cu valoarea dată de relația 3.6 constituie una din încercările de rutină realizabilă cu mijloace modeste care se aplică unui circuit bănuț a fi defect.

Baza tranzistorului Q_9 este accesibilă* în exterior pentru a se putea realiza o filtrare suplimentară — prin conectarea între terminalul 7 și masă a unui condensator electrolitic — a tensiunii de alimentare a preamplificatorului. În cazul unor surse de alimentare insuficient filtrate sau de rezistență internă relativ mare se poate obține în acest fel o reducere însemnată a brulului la ieșire.

3.2.2. Generatorul de curent de referință

O cerință esențială pentru a se realiza o funcționare optimă a unui amplificator de putere în contratimp în clasă *B* — cazul circuitelor TBA 790

* Numai pentru TBA 790T, TCA 150K și TCA 150T.

și $TCA\ 150$ — este aceea ca tensiunea de ieșire în repaus (în absența semnalului de intrare) să aibă o valoare egală cu jumătate din tensiunea de alimentare independent de valoarea acesteia. În acest caz excursia semnalului de la ieșire este simetrică față de valoarea de curent continuu a tensiunii de ieșire, pentru aceeași valoare absolută a semnalului de la intrare.

Modul în care valoarea tensiunii de ieșire în repaus este făcută să fie egală cu $V_{cc}/2$ rezultă din schema echivalentă de principiu din figura 3.4.

În această schemă amplificatorul $TBA\ 790$ sau $TCA\ 150$ este tratat ca un amplificator operațional diferențial ale cărui intrări sînt baza tranzistorului Q_1 (neinversoare) și baza tranzistorului Q_3 (inversoare).

Evident, dacă

$$V_i = 0$$

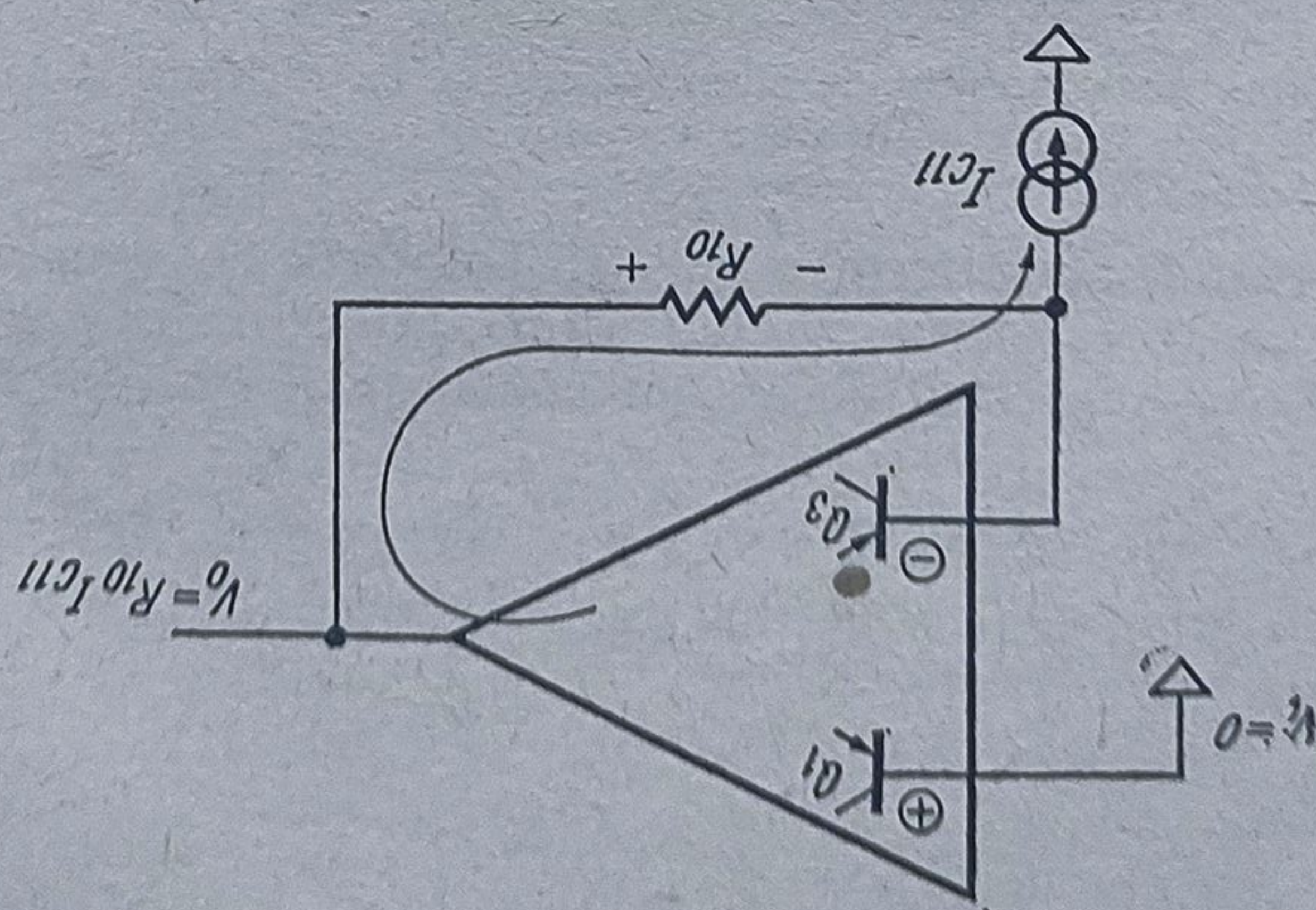
și se neglijează curentul I_{B1} față de I_{C11}

$$V_o = R_{10}I_{C11} = V_{cc}/2, \quad (3.7)$$

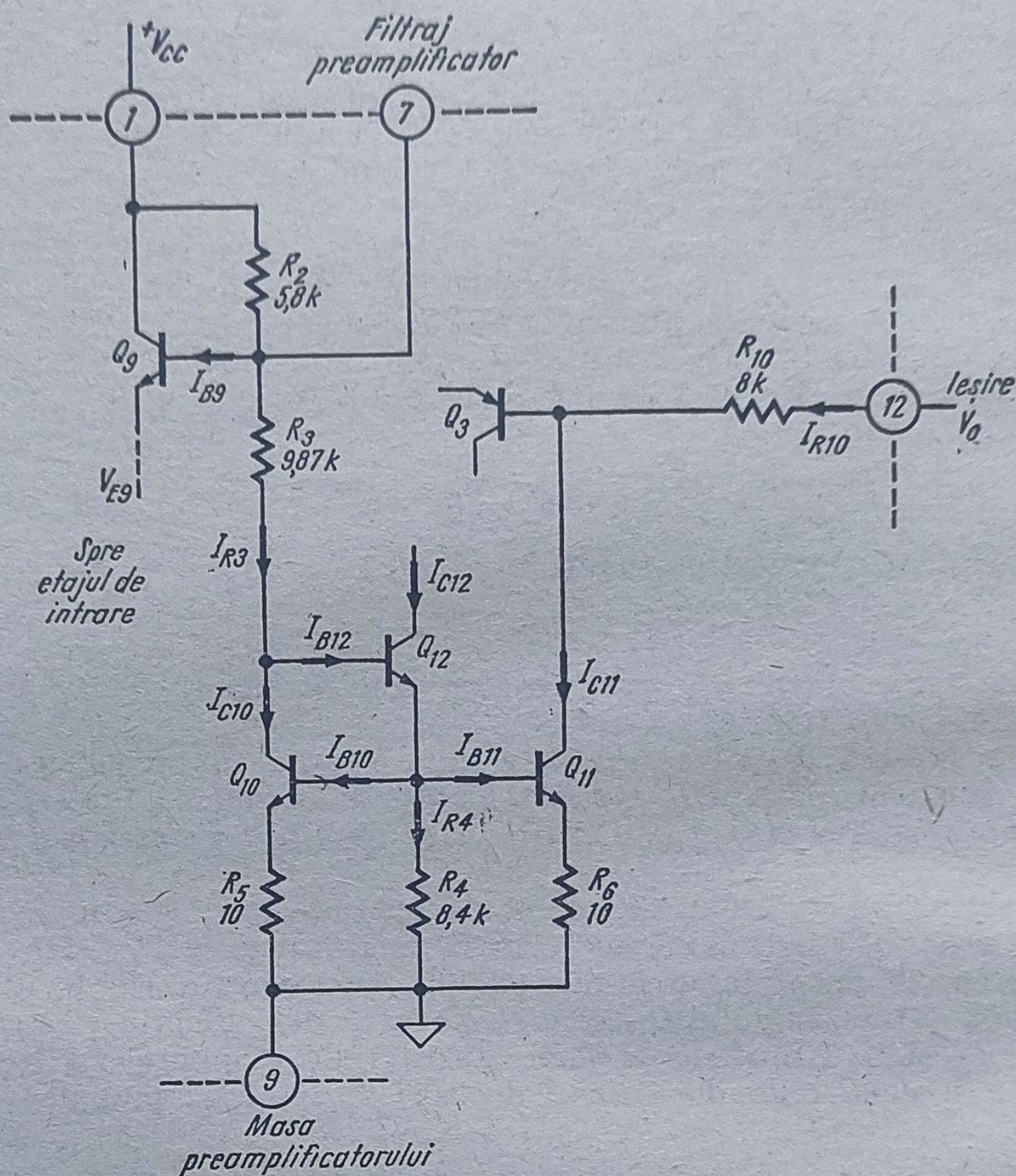
egalitate care se realizează prin alegerea convenabilă a valorii rezistenței R_{10} și/sau a curentului I_{C11} .

Din această descriere rezultă cerința majoră în proiectarea generatorului de curent constant I_{C11} : *pentru a conserva egalitatea 3.7 la orice valoare a tensiunii de alimentare V_{cc} , I_{C11} trebuie să fie direct proporțional cu V_{cc} .*

Schema generatorului de curent de referință este dată în figura 3.5. Se recunoaște o oglindă de curent² formată din tranzistoarele Q_{10} și Q_{11} , asemănătoare cu cea din etajul de intrare (Q_4 , Q_5). Deosebirea constă în adăugarea în schemă a tranzistorului Q_{12} care diminuează dezechilibrul existent între curenții I_{R3} și I_{C11} . Într-adevăr, fără tranzistorul Q_{12} curentul I_{R3} trebuie să furnizeze și suma celor doi curenți de bază $I_{B10} + I_{B11}$; prezența tranzis-



3.4. Modul în care se realizează centrarea tensiunii de ieșire în repaus la jumătate din tensiunea de alimentare.



3.5. Schema generatorului de curent constant de referință și a alimentării stabilizate a etajului de intrare.

torului Q_{12} micșorează acest termen la I_{B12} . Totodată, Q_{12} constituie și un cvasi-generator de curent constant pentru alimentarea tranzistoarelor legate ca diode Q_7 , Q_8 din generatorul de curent constant al etajului de intrare (vezi figura 3.3.b).

Prin proiectare, tranzistoarele Q_{10} și Q_{11} au arii egale. Deci:

$$I_{C11} = I_{R3}. \quad (3.8)$$

Evident

$$I_{R3} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_2 + R_3 + R_5} \quad (3.9)$$

(s-a presupus $V_{BE12} = V_{BE10} = V_{BE}$, $I_{B12} \ll I_{C10}$).

Deoarece

$$V_{CC} \gg 2 V_{BE},$$

îndeplinirea egalității 3.7 se reduce — ținând seama de relațiile 3.8 și 3.9 — la realizarea condiției

$$\frac{R_2 + R_3 + R_5}{2R_{10}} = 1 \quad (3.10)$$

ușor de îndeplinit, cu precizie suficientă — de ordinul procentelor — în fabricația circuitelor integrate monolitice bipolare, deoarece este vorba de un raport de rezistențe.

Desigur, calculul anterior este aproximativ și este legitim să se pună o întrebare asupra gradului de aproximație implicat.

Pentru a da răspunsul se va considera valoarea care se obține pentru raportul

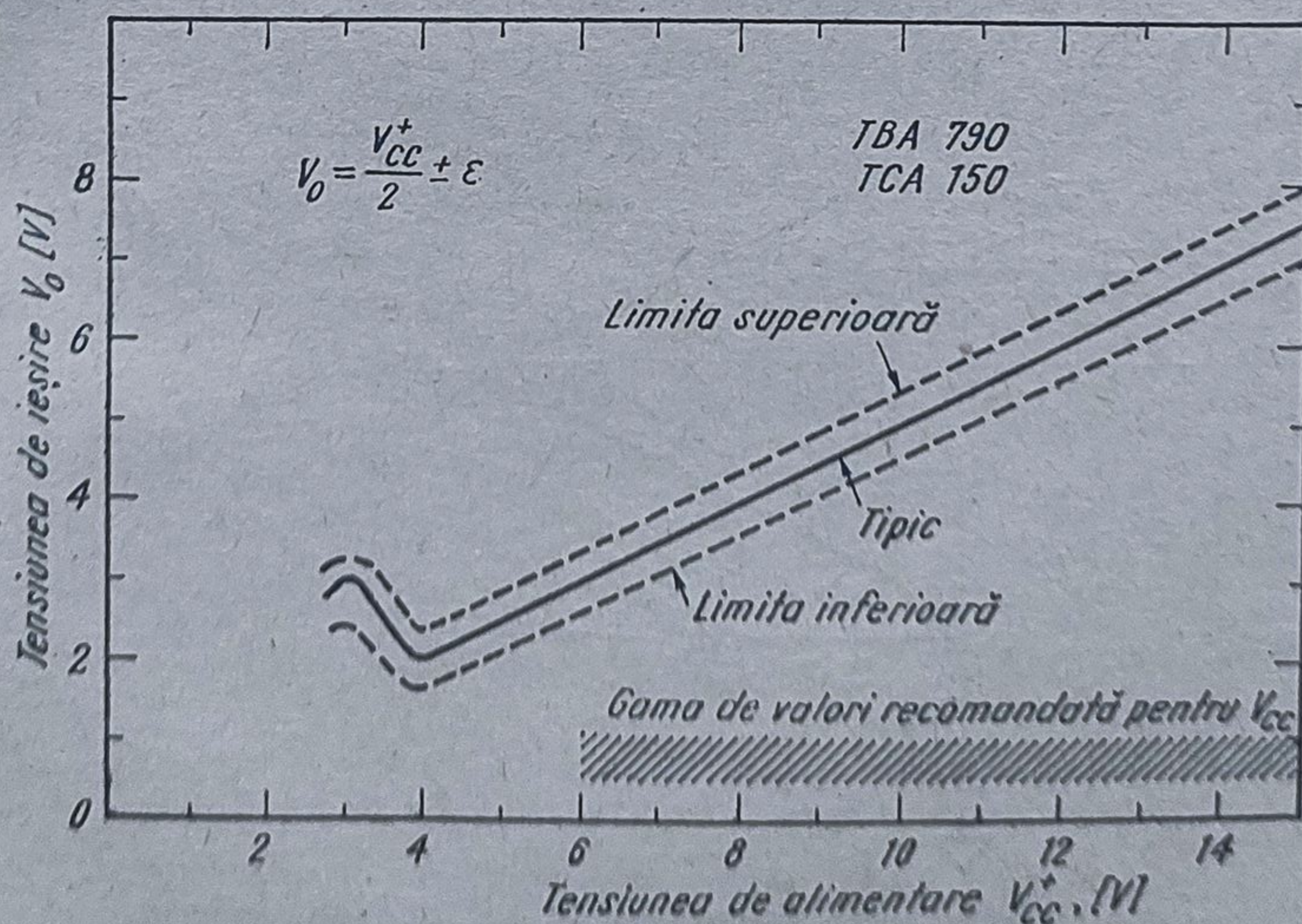
$$\frac{R_2 + R_3 + R_5}{2R_{10}}$$

prin înlocuirea valorilor indicate în schemă — rezultate dintr-un calcul mult mai exact —

$$\frac{5,8 + 9,87 + 0,01}{2 \cdot 8} = 0,978,$$

valoare care se compară mai mult decât favorabil cu valoarea 1 dată de relația 3.10.

Dependența tensiunii de ieșire în repaus V_O în funcție de tensiunea de alimentare V_{CC} este dată în figura 3.6.



3.6 Dependența tensiunii de ieșire în repaus, V_O , în funcție de tensiunea de alimentare V_{CC}

Se observă că în întreaga gamă recomandată pentru V_{CC} (6 ... 15 V) și chiar în afara ei până la 4 V, se respectă, o relație de forma

$$V_o = \frac{V_{CC}}{2} \pm \varepsilon$$

unde ε are valoarea tipică de 0,3 V, crescînd pînă la 0,5 V pentru valorile mari ale tensiunii V_{CC} și reprezintă dispersia tehnologică a valorii tensiunii mediane la ieșire.

Limitarea inferioară de 3,5 ... 4 V pentru valoarea tensiunii de alimentare se poate deduce considerînd cazul extrem în care toate tranzistoarele din etajul de intrare sînt la limita de saturație $V_{BC} = 0$; pe drumul (vezi figura 3.3.b) V_{CC} , Q_9 , Q_8 , Q_7 , Q_6 , Q_5 , masă se întîlnesc 5 tensiuni V_{BE} . Deci

$$V_{CC \min} \simeq 5V_{BE} = 5 \cdot 0,7 = 3,5 \text{ V.}$$

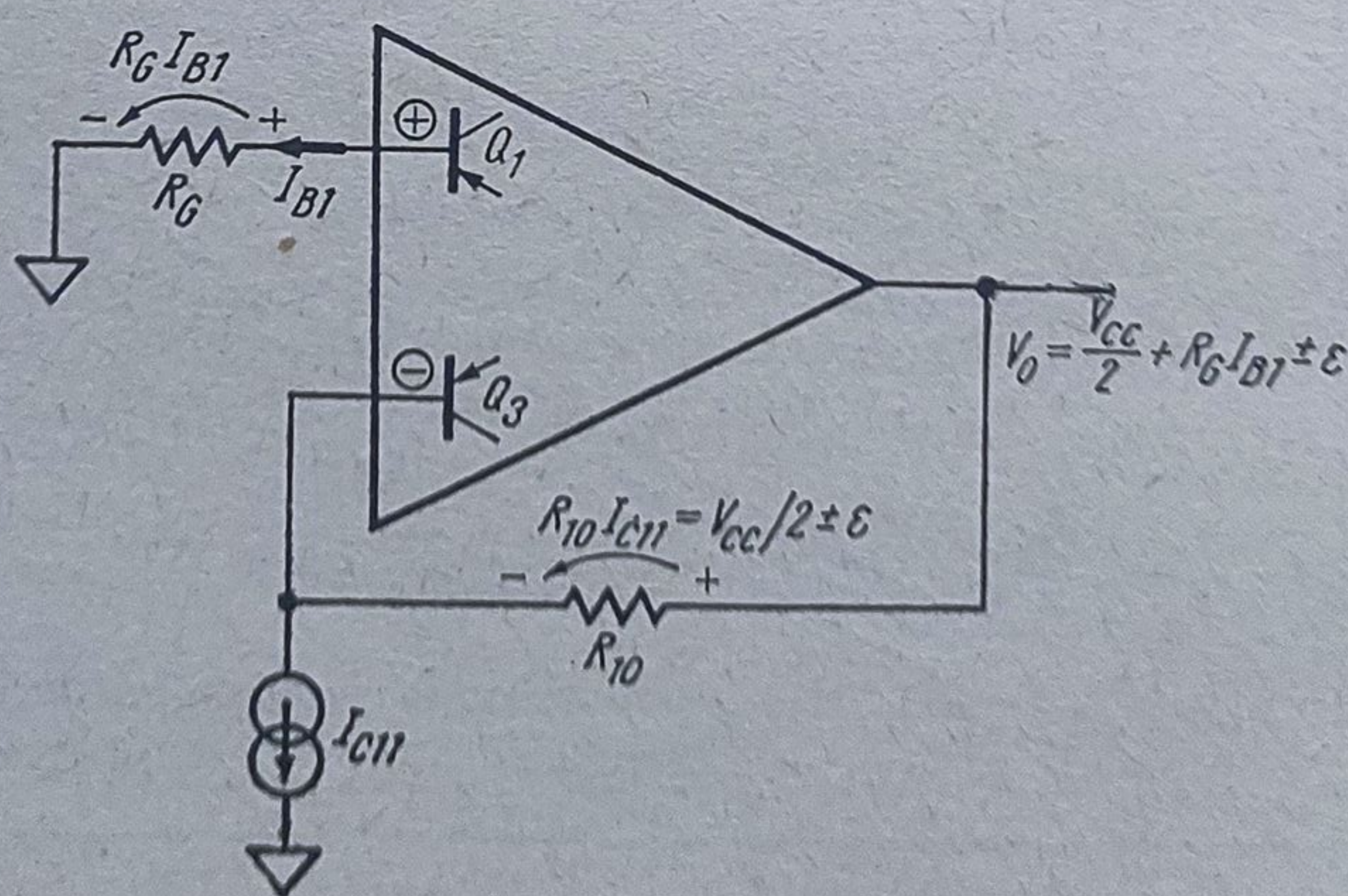
În ceea ce privește valoarea efectivă a tensiunii de la ieșire în repaus trebuie făcută o observație suplimentară deosebit de importantă din punctul de vedere al utilizării. Această observație se referă la influența rezistenței de c.c. a generatorului care atacă amplificatorul.

Într-adevăr, urmărind figura 3.7 (care este de fapt figura 3.4 completată cu rezistența generatorului R_G) rezultă

$$V_o = \frac{1}{2} V_{CC} \pm \varepsilon + R_G I_{B1} \quad (3.11)$$

(amplificarea de c.c. a schemei din figura 3.7 este unitară — conexiune de repetor).

Termenul $R_G I_{B1}$ poate deveni neplăcut de mare dacă utilizatorul nu este atent și impune valori prea mari pentru R_G .



3.7 Influența căderii de tensiune de c.c. pe rezistența R_G dată de curentul de polarizare al intrării.

De exemplu, luând $I_{B1max} = 300 \text{ nA}$ și $R_G = 10 \text{ M}\Omega$, se obține $R_G I_{B1} = 3 \text{ V}$, ceea ce compromite în mod cert funcționarea corectă a amplificatorului, în toată gama de valori permise pentru V_{cc} .

Admițând pentru căderea de tensiune $R_G I_{B1}$ o valoare cel mult egală cu ϵ rezultă că în cel mai defavorabil caz R_G va fi limitat la

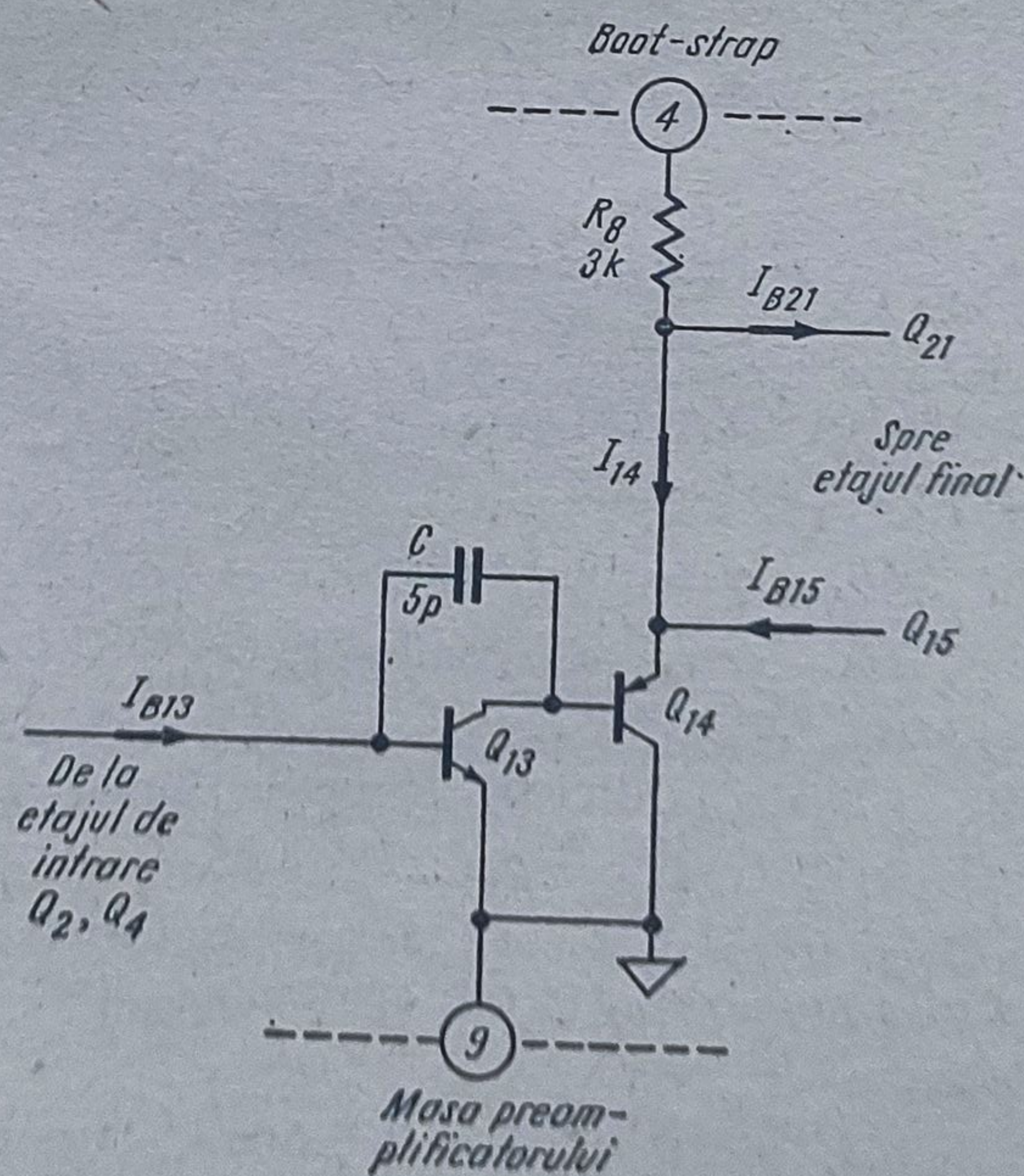
$$R_{Gmax} = \frac{\epsilon}{I_{B1max}} = \frac{0,3}{0,3(\mu\text{A})} = 1 \text{ M}\Omega. \quad (3.12)$$

3.2.3. Etajul pilot

Etajul pilot, a cărui schemă este dată în figura 3.8, furnizează curentul de comandă pentru etajul final.

Datorită câștigului mare în curent al tranzistoarelor compuse din etajul final, curentul de comandă solicitat de la etajul pilot este foarte mic.

Ca urmare, etajul pilot lucrează în clasă A cu un curent în punctul static de funcționare de valoare puțin mai mare ca valoarea de vîrf a curentului de bază al tranzistorului Q_{21} .

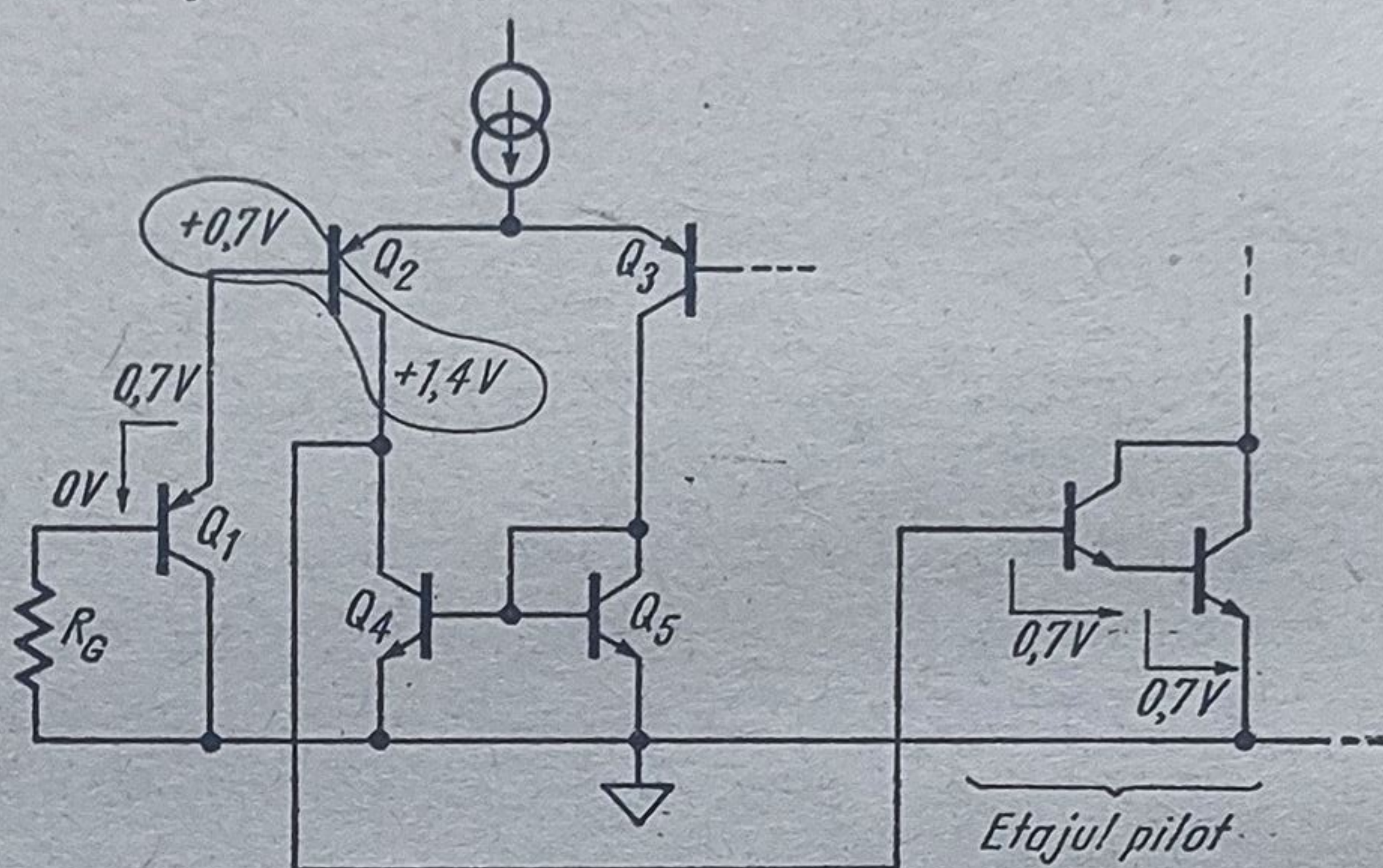


3.8 Schema etajului pilot.

Cele două tranzistoare care formează etajul sînt echivalente cu un tranzistor *npn* care are un factor de amplificare în curent $h_{21E, ech}$ dat de relația

$$h_{21E, ech} \simeq h_{21E13} \cdot h_{21E14}$$

Observație: O conexiune de tip Darlington (vezi figura 3.9) nu este posibilă pentru etajul pilot. În acest caz, baza tranzistorului Q_{13} ar fi la un potențial de $2 V_{BE}$ față de masă, ceea ce este echivalent cu saturarea tranzistorului Q_2 din etajul de intrare.



3.9 Pentru un etaj pilot de tip Darlington tranzistorul Q_2 este saturat.

Curentul prin tranzistorul Q_{14} este practic constant avînd o valoare

$$I_{14} \simeq I_{R8} \simeq \frac{\frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2}}{R_8} \quad (3.13)$$

deoarece, ca urmare a conexiunii boot-strap căderea de tensiune pe rezistența R_8 are o valoare constantă (vezi § 3.2.4).

Aplicînd relația 3.13 rezultă:

$$I_{14max} \simeq 2 \text{ mA pentru } V_{CC} = 15 \text{ V};$$

$$I_{14min} \simeq 0,5 \text{ mA pentru } V_{CC} = 6 \text{ V}.$$

Acceptînd pentru produsul ($h_{21E13} \cdot h_{21E14}$) o valoare tipică de 1000 curentul de bază al tranzistorului Q_{13} se obține direct:

$$I_{B13} = 0,5 \dots 2 \mu\text{A}.$$

Această valoare reprezintă o încărcare neglijabilă pentru etajul de intrare (curentul prin tranzistorul Q_2 este de ordinul a $100 \mu\text{A}$ — vezi § 3.2.1).

3.2.4. Etajul de ieșire

Etajul de ieșire — sau etajul final de putere — funcționează în contra-timp (push-pull), în clasă *AB* (practic *B*) pentru a se obține simultan un randament ridicat și distorsiuni mici.

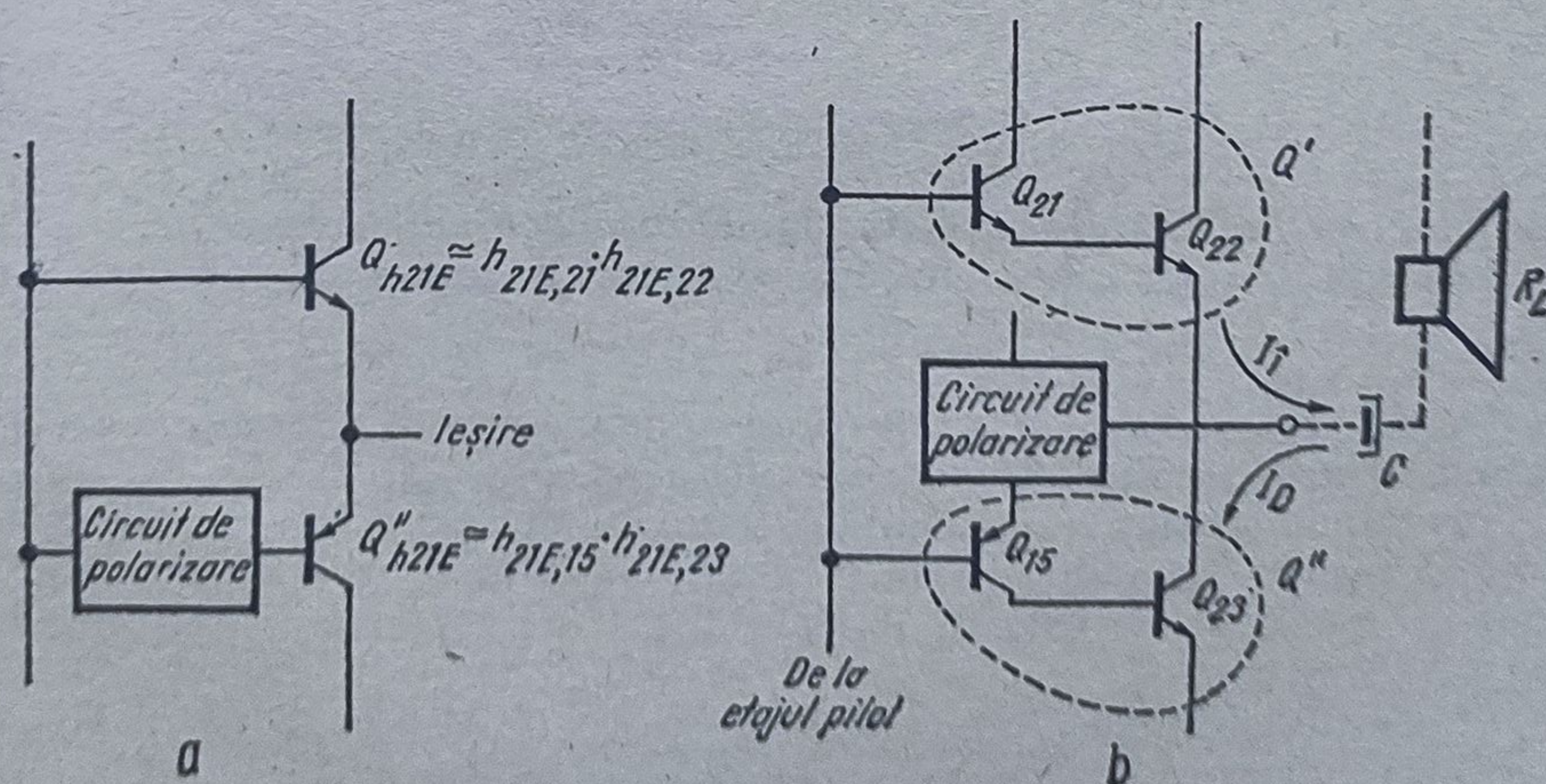
Cerința de randament ridicat este esențială în realizarea amplificatoarelor de putere integrate. Într-adevăr, pentru o capsulă dată, o valoare ridicată a randamentului implică și putere utilă în sarcină mare, deoarece factorul limitativ este puterea maximă disipată a cărei valoare este determinată de tipul de capsulă utilizat.

Schema echivalentă a etajului de ieșire este dată în figura 3.10.a. Din inspectia schemei rezultă imediat că o funcționare optimă a etajului implică cerința ca *tranzistoarele* Q' și Q'' să fie perechi complementare. Limitările tehnologice actuale fac însă practic imposibilă realizarea într-un cip de circuit integrat a unor tranzistoare complementare perechi la nivelul de curenți de sarcină de 1 ... 2 A (valori tipice pentru puterile uzuale de ieșire ale amplificatoarelor TBA 790 și TCA 150). Din această cauză tranzistoarele Q' și Q'' se realizează prin conectarea convenabilă a unor tranzistoare *npn* și *pnp*. Astfel Q' este de fapt compus din tranzistoarele Q_{21} și Q_{22} , iar Q'' din Q_{15} și Q_{23} (vezi figura 3.10.b). Factorul de amplificare în curent al tranzistoarelor echivalente Q' și Q'' este cu bună aproximație egal cu produsul factorilor de amplificare în curent al tranzistoarelor Q_{21} , Q_{22} și respectiv Q_{15} , Q_{23} . Rezultă că etajul care precede etajul final (etajul pilot) trebuie să asigure curenții de bază ai tranzistoarelor Q_{21} și Q_{15} , de valoare mult redusă în comparație cu curentul debitat în sarcină de tranzistoarele Q_{22} și Q_{23} .

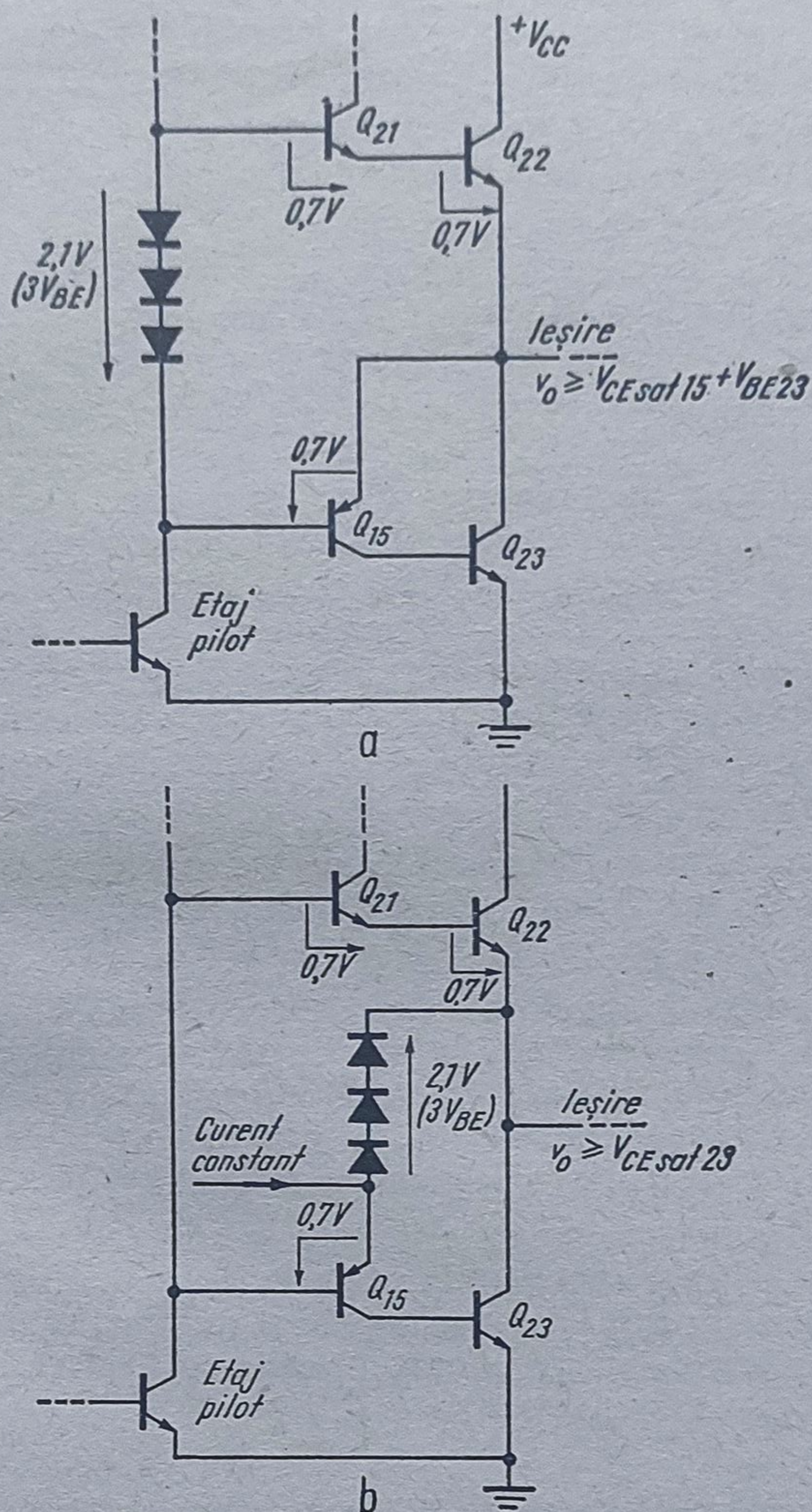
Schema completă a etajului de ieșire este dată în figura 3.11.

Circuitul de polarizare

Acest circuit asigură funcționarea tranzistoarelor finale în clasă AB. Curentul de repaus are o astfel de valoare încât realizează un compromis satisfăcător între două cerințe contradictorii. Pe de o parte curentul de repaus trebuie să fie mic, pentru a evita o disipație de putere prea mare în absența



3.10 Schema echivalentă a etajului de ieșire.



3.12 Scheme posibile pentru circuitul de polarizare,

$$V_{Omin} = V_{CEsat15} + V_{BE23} \simeq 1 \dots 1,5 \text{ V},$$

prea mare pentru a asigura o funcționare convenabilă etajului de ieșire.

În figura 3.12.b se indică o altă versiune de realizare a circuitului de polarizare care elimină acest dezavantaj, permițând o excursie de tensiune la ieșire în alternanța negativă limitată de tensiunea de saturație a tranzistorului Q_{23} (vezi § 3.2.4).

$$V_{Omin} = V_{CEsat23} \simeq 0,2 \dots 0,5 \text{ V}$$

care constituie o valoare satisfăcătoare*.

* La aceste valori mai trebuie adăugată căderea de tensiune pe firele de legătură dintre structură (cip) și terminalul capsulei care poate ajunge până la 0,2 ... 0,4 V.

Circuitul de polarizare descris în principiu în figura 3.12.b se regăsește în schema completă a etajului de ieșire (vezi figura 3.11).

Se observă că apare în plus tranzistorul Q_{16} care asigură curentul de emitor al tranzistorului Q_{15} , avînd totodată și rolul de etaj tampon față de circuitul de polarizare.

Deoarece acum sînt patru joncțiuni emitor-bază (cele trei anterioare plus cea a tranzistorului suplimentar Q_{16}), circuitul de polarizare trebuie să asigure o tensiune de valoare $4V_{BE}$. Acest fapt explică prezența în circuitul de polarizare a patru tranzistoare Q_{17} , Q_{18} , Q_{19} , Q_{20} — primele trei fiind conectate ca diode.

Modul particular de conectare al tranzistorului Q_{20} în lanțul de polarizare ține cont de următoarea situație. Tranzistoarele Q_{22} și Q_{23} sînt parcurse de curenți de valoare practic egală $I_{22} \simeq I_{23}$, iar tranzistoarele Q_{21} și Q_{15} , Q_{16} sînt parcurse de curenți de h_{21E} ori mai mici (I_{22}/h_{21E} și respectiv I_{23}/h_{21E}). Rezultă că diferă și valorile tensiunilor corespunzătoare emitor-bază (de exemplu, pentru un raport de curenți de 100, diferența între tensiunile emitor-bază atrage — la temperatura ambiantă — o valoare de aproximativ 120 mV, care nu se poate neglija).

Prin urmare, aceeași disimetrie între valorile curenților trebuie introdusă și în lanțul de polarizare: prin Q_{20} curge practic curentul I_{R9} , iar prin Q_{17} , Q_{18} și Q_{19} curentul I_{R9}/h_{21E} .

În plus, cum toate tensiunile bază-emitor variază practic la fel cu temperatura rezultă că împerecherea între suma tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor din etajul final și suma tensiunilor bază-emitor a tranzistoarelor din lanțul de polarizare odată realizată la o temperatură dată se va menține pe un interval larg de variație a temperaturii.

Deoarece caracteristicile electrice ale tranzistoarelor monolitice *npn* diferă de cele ale tranzistoarelor monolitice *pnp*, realizarea împerecherii corecte între cele două sume de tensiuni bază-emitor implică utilizarea obligatorie în circuitul de polarizare a unui tranzistor *pnp* (Q_{18}), pentru compensarea tensiunii bază-emitor a tranzistorului *pnp* Q_{15} .

Din descrierea anterioară dată funcționării circuitului de polarizare rezultă necesitatea ca lanțul de polarizare să fie operat la curent constant.

Curentul de alimentare al lanțului de polarizare este egal cu curentul prin rezistența R_9 . După cum se va arăta mai departe (vezi relația 3.24) căderea de tensiune pe rezistența R_9 este constantă și practic egală cu $\frac{V_{CC}}{2} - 4V_{BE}$. Prin urmare, valoarea curentului I_{R9} este dată de

$$I_{R9} = \frac{\frac{V_{CC}}{2} - 4V_{BE}}{R_9} \simeq \frac{V_{CC}}{7} - 0,75 \text{ (mA)}, \quad (3.14)$$

fiind practic constantă pentru o tensiune de alimentare dată.

În concluzie, polarizarea în clasă AB a tranzistoarelor finale se realizează întotdeauna corect, „de la sine”, în toată gama de valori a tensiunii de alimentare, fără a mai fi necesare intervenții din exterior.

Controlul valorii curentului prin tranzistoarele finale în absența semnalului

Pentru ca etajul de ieșire să fie polarizat în clasă AB (vezi figura 3.11) este necesar ca să fie îndeplinită egalitatea:

$$\begin{aligned} V_{BE17} + V_{EB18} + V_{BE19} + V_{BE20} = \\ = V_{BE16} + V_{EB15} + V_{BE21} + V_{BE22}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Deoarece*

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_E}{j_s A} \quad (3.16)$$

unde prin j_s s-a notat densitatea de curent de saturație iar prin A aria emitorului, și afectînd indicii p pentru tranzistoarele pnp și n pentru cele npn , relația 3.15 devine

$$\begin{aligned} \ln \frac{I_{E17}}{j_{sn} A_{17}} + \ln \frac{I_{E18}}{j_{sp} A_{18}} + \ln \frac{I_{E19}}{j_{sn} A_{21}} + \ln \frac{I_{E20}}{j_{sn} A_{20}} = \\ = \ln \frac{I_{E16}}{j_{sn} A_{16}} + \ln \frac{I_{E15}}{j_{sp} A_{15}} + \ln \frac{I_{E21}}{j_{sn} A_{21}} + \ln \frac{I_{E22}}{j_{sn} A_{22}}. \end{aligned} \quad (3.17.)$$

Densitatea de curent de saturație este un parametru care depinde numai de tehnologia și modul de realizare a tranzistorului². În circuitele integrate toate tranzistoarele npn și pnp se realizează simultan printr-un proces tehnologic standard. De aceea, în relația 3.17 toate tranzistoarele npn sînt caracterizate de aceeași valoare j_{sn} , respectiv toate tranzistoarele pnp — laterale — de aceeași valoare j_{sp} .

Se poate observa, în conformitate cu discuția anterioară asupra gradului ridicat de asemănare între tranzistoare monolitice de același tip și aceeași arie că în schema circuitului de polarizare tranzistorul pnp Q_{18} , care apare în lanțul $Q_{17} \dots Q_{20}$ a fost introdus pentru a realiza compensarea tensiunii emitor-bază a tranzistorului pnp Q_{15} .

Relația 3.17 se rescrie direct:

$$\frac{I_{E17} I_{E18} I_{E19} I_{E20}}{A_{17} A_{18} A_{19} A_{20}} = \frac{I_{E16} I_{E15} I_{E21} I_{E22}}{A_{16} A_{15} A_{21} A_{22}}. \quad (3.18)$$

* S-a presupus, fapt valabil cu bună aproximație, că între curentul de emitor I_E și tensiunea bază-emitor există o dependență exponențială

$$I_E = I_s (e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1),$$

unde I_s este curentul de saturație, și că $qV_{BE}/kT \gg 1$.

Pentru a determina o expresie pentru curentul I_{E22} se va presupune că toate tranzistoarele *nnp* au același factor de amplificare în curent h_{21En} , iar cele *pnp* factorul de amplificare în curent h_{21Ep} .

Evident

$$I_{E17} = I_{E18} = I_{E19} = \frac{I_{E20}}{h_{21En} + 1} \quad (3.19)$$

deoarece curentul care parcurge tranzistoarele Q_{17}, Q_{18}, Q_{19} este curentul de bază al tranzistorului Q_{20} .

Dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului Q_{16} curentul prin rezistența R_9 va fi

$$I_{R9} = I_{E20}. \quad (3.20)$$

Relațiile care dau valorile curenților din partea dreaptă a relației 3.18 sînt următoarele:

$$I_{E21} = \frac{I_{E22}}{h_{21En} + 1}; \quad (3.21)$$

$$I_{E16} = I_{E15} = \frac{h_{21Ep} + 1}{h_{21Ep}} I_{C15} \simeq I_{C15} \quad (3.22)$$

(s-a presupus acoperitor $h_{21Ep} > 10$);

$$I_{C15} = I_{B23} = \frac{I_{E23}}{h_{21En} + 1}; \quad (3.23)$$

$$I_{E23} = \frac{h_{21En} + 1}{h_{21En}} I_{C23} = \frac{h_{21En} + 1}{h_{21En}} (I_{E22} + I_{E20} - I_{R10}). \quad (3.24)$$

Observînd că tensiunea de ieșire are valoarea $V_{CC}/2$ datorită acțiunii generatorului de curent de referință se poate scrie (vezi figura 3.11)

$$I_{E20} = I_{R9} = \left(\frac{V_{CC}}{2} - 4V_{BE} \right) \frac{1}{R_9},$$

$$I_{R10} = \left(\frac{V_{CC}}{2} - V_{BE} \right) \frac{1}{R_{10}}. \quad (3.24)$$

După cum se poate verifica, înlocuind valorile numerice în 3.24 și apelînd la rezultatul final al calculului valorii curentului I_{E22} , modulul diferenței $I_{E20} - I_{R10}$ rămîne mai mic de 0,1 I_{E22} în toată plaja de tensiuni în care se poate plasa V_{CC} .

Prin urmare, relația 3.24 se va aproxima prin

$$I_{E23} = \frac{h_{21En} + 1}{h_{21En}} I_{E22}. \quad (3.25)$$

Înlocuind în 3.18 expresiile 3.19, 3.22, 3.23 și 3.25 ale curenților, se obține

$$I_{E22} = I_{R9} \left[\frac{A_{15} A_{16} A_{21} A_{22}}{A_{17} A_{18} A_{19} A_{20}} \right]^{1/4}. \quad (3.26)$$

Acest rezultat este remarcabil prin aceea că arată că în măsura în care $h_{21Fp} \gg 1$, curentul de repaus prin tranzistoarele de ieșire este independent de factorul de amplificare în curent al tranzistoarelor *npn* și *pnp*, fiind determinat în esență de un raport de arii — element ușor controlabil în circuitele monolitice — și de tensiunea V_{CC} — prin intermediul curentului I_{R9} .

Înlocuind valorile ariilor³ în relația 3.26, se obține:

$$TBA \ 790: I_{E22} = 3,5 I_{R9};$$

$$TCA \ 150: I_{E22} = 4,7 I_{R9}.$$

Pentru a fixa un ordin de mărime se dau valorile curentului I_{E22} calculate după metoda descrisă anterior, pentru o tensiune de alimentare de 15 V:

$$TBA \ 790: I_{E22} = 4,7 \text{ mA}; \quad (3.27)$$

$$TCA \ 150: I_{E22} = 6,3 \text{ mA},$$

care comparate cu valoarea diferenței

$$I_{E20} - I_{R9} = 0,49 \text{ mA},$$

justifică neglijarea acestei diferențe față de I_{E22} în relația 3.24.

Măsurarea curentului de repaus prin tranzistoarele finale se poate face cu un miliampermetru conectat între terminalul 10 și masă.

Excursia semnalului la ieșirea din amplificator

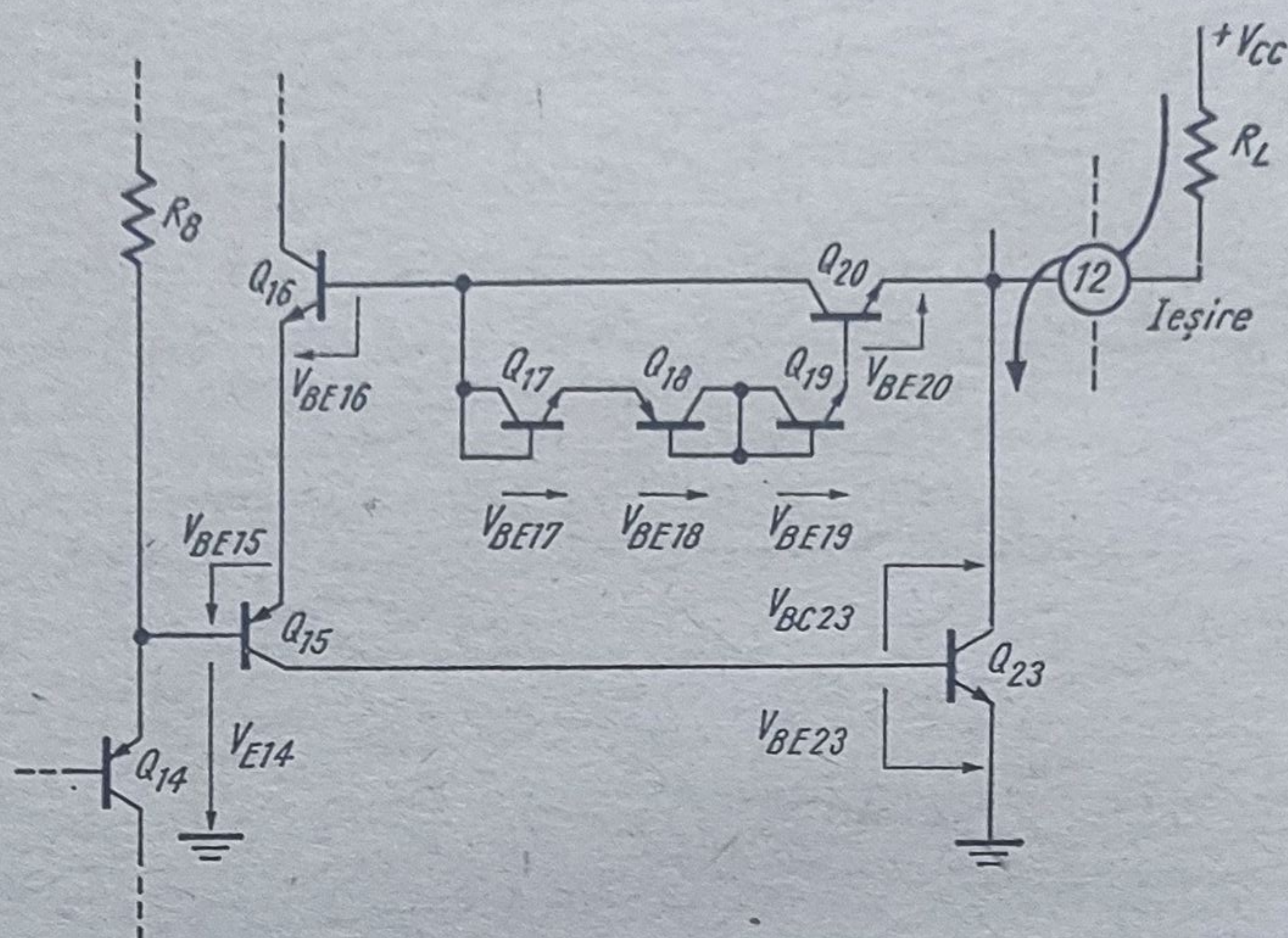
Proiectarea optimală a unui etaj de putere pune în mod direct problema obținerii unei excursii cât mai mari a semnalului la ieșirea din amplificator.

Situația teoretic ideală este fără îndoială aceea în care semnalul la ieșirea amplificatorului poate lua valori între V_{CC} și masă.

Apropierea de această situație ideală constituie unul din punctele de bază ale proiectării schemei amplificatorului de putere.

La amplificatoarele de putere integrate TBA 790 și TCA 150 excursia ideală a tensiunii de ieșire, ținând cont de faptul că în repaus se forțează o tensiune de ieșire egală cu $V_{CC}/2$ (vezi § 3.2.2.) este de la $V_{CC}/2$ la 0 pentru semialternanța negativă și de la $V_{CC}/2$ la V_{CC} pentru semialternanța pozitivă.

Pentru semialternanța negativă, în situația reală (vezi figura 3.11) limita inferioară este impusă de tensiunea de saturație a tranzistorului Q_{23} , $V_{CEsa(23)}$. Acest fapt nu este evident și de aceea, în continuare trebuie arătat că tranzistorul Q_{23} se poate satura.



3.13 Schema echivalentă pentru semialternanța negativă a tensiunii de la ieșire, pe care se arată că tranzistorul Q_{23} se poate satura.

Posibilitatea saturării tranzistorului Q_{23} rezultă din modul în care este plasat circuitul de polarizare între emitorul lui Q_{15} și colectorul lui Q_{23} :

Tensiunea bază-colector a tranzistorului Q_{23} este dată de relația (vezi figura 3.13):

$$V_{BC23} = V_{BE20} + V_{BE19} + V_{BE18} + V_{BE17} - V_{BE16} - V_{BE15} - V_{E14} + V_{BE23} \simeq 3V_{BE} - V_{E14}. \quad (3.28)$$

Din relația 3.28 rezultă clar că tranzistorul Q_{23} se saturează îndată ce

$$V_{E14} < 3V_{BE}$$

deoarece V_{BC23} devine pozitiv.

Observație: Chiar în cazul în care Q_{23} este puternic saturat, tranzistoarele etajului pilot continuă să funcționeze în regiunea activă normală.

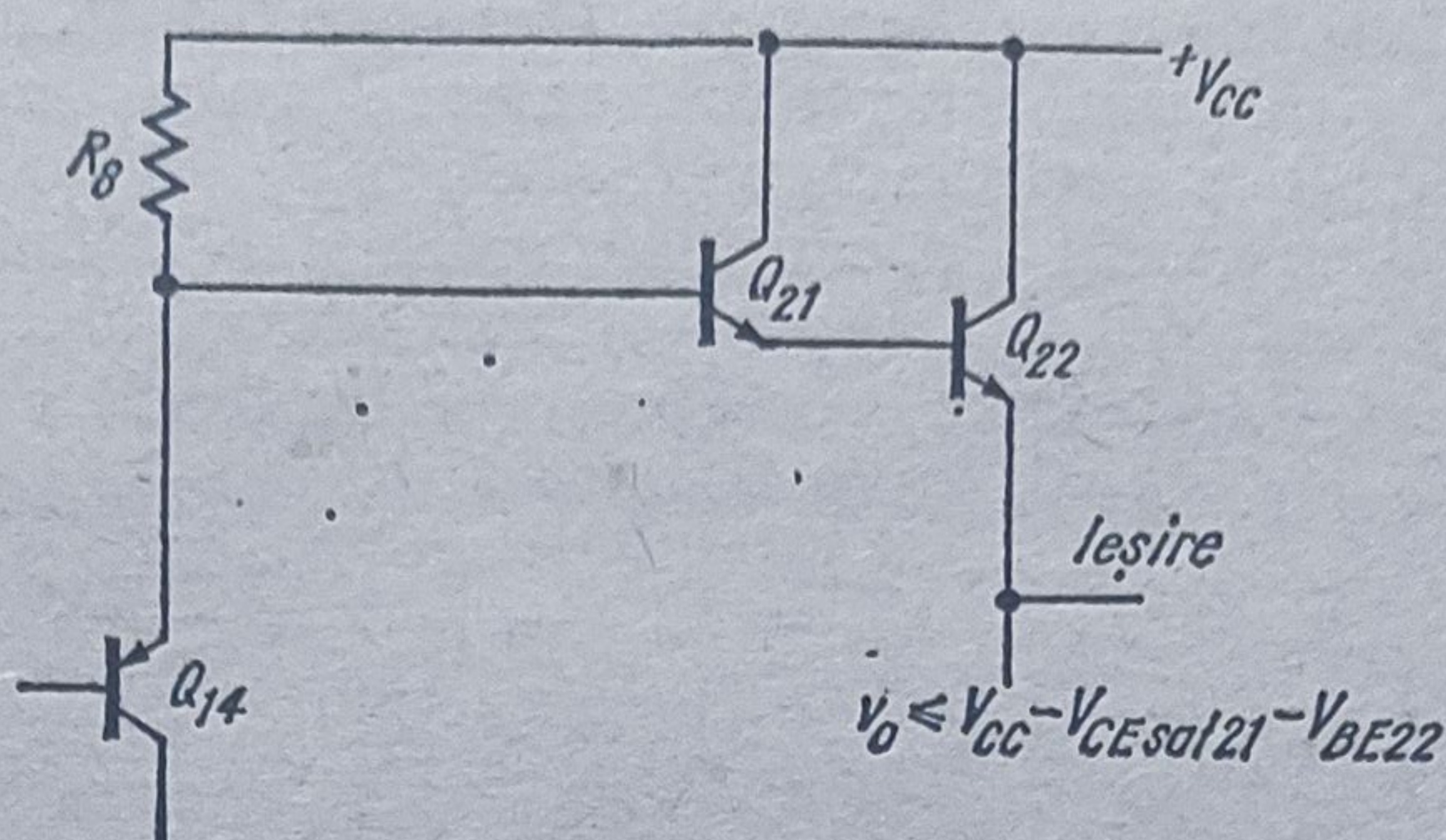
Într-adevăr, presupunând — la limită — Q_{23} puternic saturat (joncțiunea C—B bine deschisă)

$$V_{E14} \simeq 2V_{BE} + V_{CEsat23},$$

ceea ce asigură pentru Q_{13} (vezi figura 3.8) în cazul cel mai defavorabil $V_{CB14} = V_{CEsat23} > 0$.

Boot-strap, sarcina cu un capăt la V_{CC}

În ceea ce privește semialternanța pozitivă a semnalului de la ieșire lucrurile sînt puțin mai complicate. Din figura 3.11 se constată că există un terminal — 4 (boot-strap) — care este legat printr-un condensator de valoare mare la ieșire și prin sarcină la V_{CC} . După cum va rezulta din cele ce ur-



3.14. Schema echivalentă pentru determinarea valorii maxime a semnalului de la ieșire în alternanță pozitivă, fără boot-strap.

mează, rolul acestei conexiuni este de a asigura posibilitatea saturării tranzistorului Q_{22} , excursia semnalului la ieșire fiind astfel limitată superior la $V_{CC} - V_{CEsat22}$.

Schema echivalentă, în absența acestor conexiuni, a părții de interes a etajului final este dată în figura 3.14. Este evident că chiar în cazul unei excitații care ar duce la blocarea tranzistorului Q_{14} (deci $V_{CE21} = V_{CEsat21}$) semnalul de la ieșire poate atinge o valoare limită superioară:

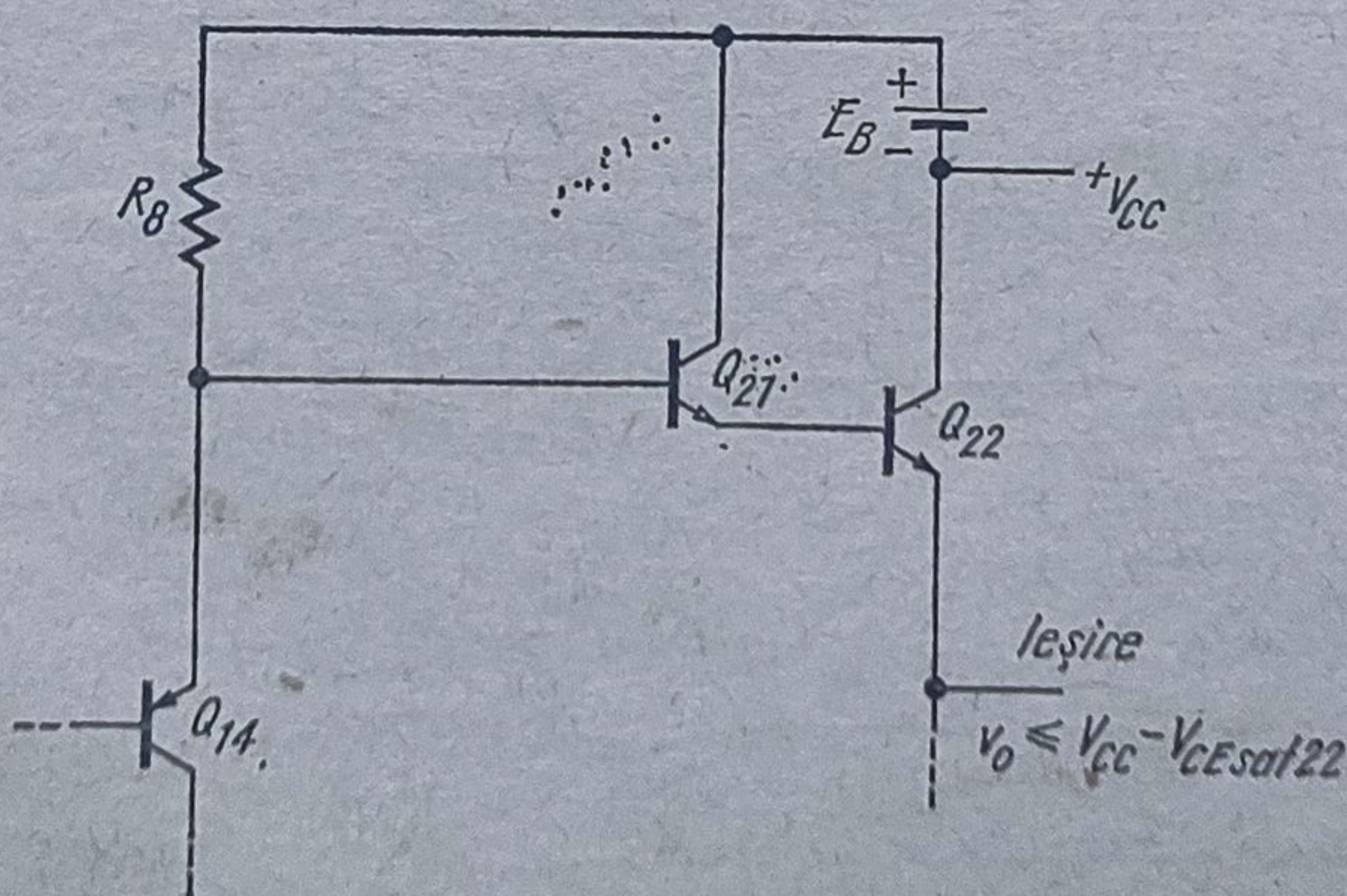
$$V_o = V_{CC} - V_{CE22} = V_{CC} - V_{BE22} - V_{CEsat21}.$$

Scăderea valorii limită superioară nu este în general tolerabilă, mai ales în cazul alimentării de la tensiuni mici (6 ... 9 V).

Soluția constă în *modificarea schemei* (vezi figura 3.15), astfel încât tranzistorul Q_{22} să aibă posibilitatea de a se satura.

Condiția ca tranzistorul Q_{22} să se satureze este ca

$$E_B > 2 V_{BE}.$$



3.15 Modificarea schemei din figura 3.14 astfel ca să se asigure posibilitatea saturării tranzistorului Q_{22} .

Curentul din baza tranzistorului Q_{21} este limitat de rezistența R_8 .

Desigur că în circuitul concret este cu totul nepractic să se utilizeze o baterie. Circuitul real este cel din figura 3.11.

În absența semnalului tensiunea pe terminalul de ieșire este egală cu jumătate din tensiunea de alimentare — datorită circuitului de autocentrare, iar pe terminalul 4 (boot-strap) se regăsește chiar tensiunea de alimentare. Condensatorul C_B se încarcă, cu polaritatea indicată în figura 3.11, la

$$V_C = V_4 - V_{12} = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}}{2}.$$

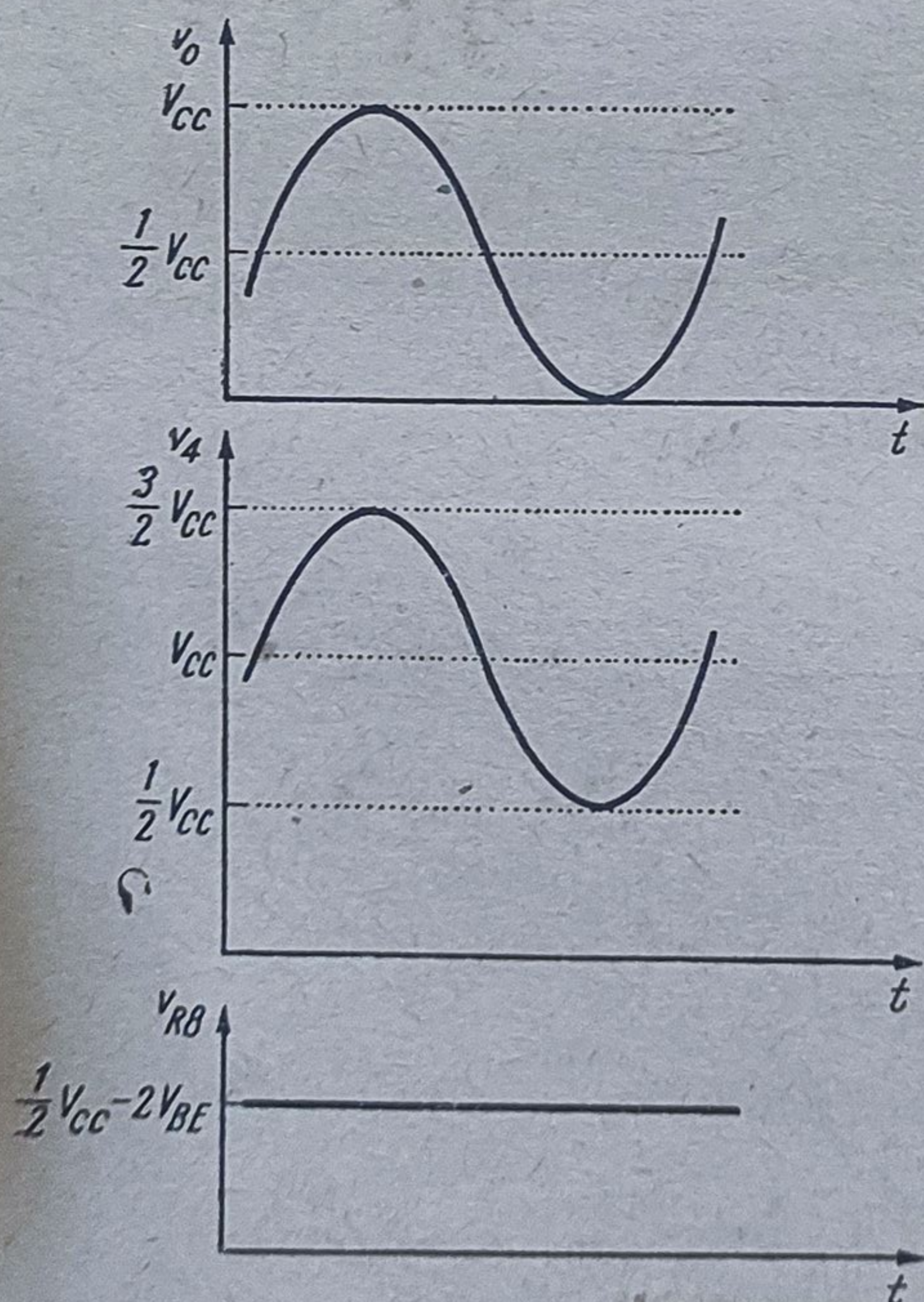
În prezența semnalului tensiunea de ieșire variază între

$$V_{CC} - V_{CEsat22} \text{ și } V_{CEsat23}.$$

Deoarece constanta de timp $C_B R_L$ se alege suficient de mare în comparație cu perioada semnalului, încărcarea și descărcarea condensatorului duc la variații nesemnificative ale tensiunii V_C , astfel că se poate considera că

$$V_C = \text{constant}.$$

În acest fel condensatorul C_B — încărcat la $V_{CC}/2$ — realizează funcția bateriei E_B din schema din figura 3.15.



3.16 Formele de undă ale tensiunii de ieșire v_o , a tensiunii pe terminalul 4 (boot-strap) și a căderii de tensiune pe rezistența R_8 , pentru schema din figura 3.9.

Formele de variație a semnalului pe terminalul de ieșire, boot-strap și a căderii de tensiune pe rezistența R_8 sînt date în figura 3.16. Valoarea maximă a tensiunii pe terminalul

boot-strap este $\frac{3}{2} V_{CC}$, iar căderea de

tensiune pe rezistența R_8 este constantă

și egală aproximativ cu $(\frac{V_{CC}}{2} - 2V_{BE})$.

Utilizarea „boot-strap-lui” are încă o consecință favorabilă: se asigură automat funcționarea fără a intra în saturație a tranzistorului Q_{16} .

Într-adevăr, fără boot-strap în condițiile în care tranzistorul Q_{14} (vezi figura 3.2) este forțat aproape de tăiere — în alternanța pozitivă a tensiunii de ieșire — Q_{16} se saturează.

Cu boot-strap, tensiunea colector-bază a tranzistorului Q_{16} are valoarea

$$\frac{V_{CC}}{2} - 4V_{BE}; \text{ deci pentru } V_{CC} > 8V_{BE} \approx$$

$\approx 5,5 \text{ V}$, Q_{16} nu se mai poate satura.

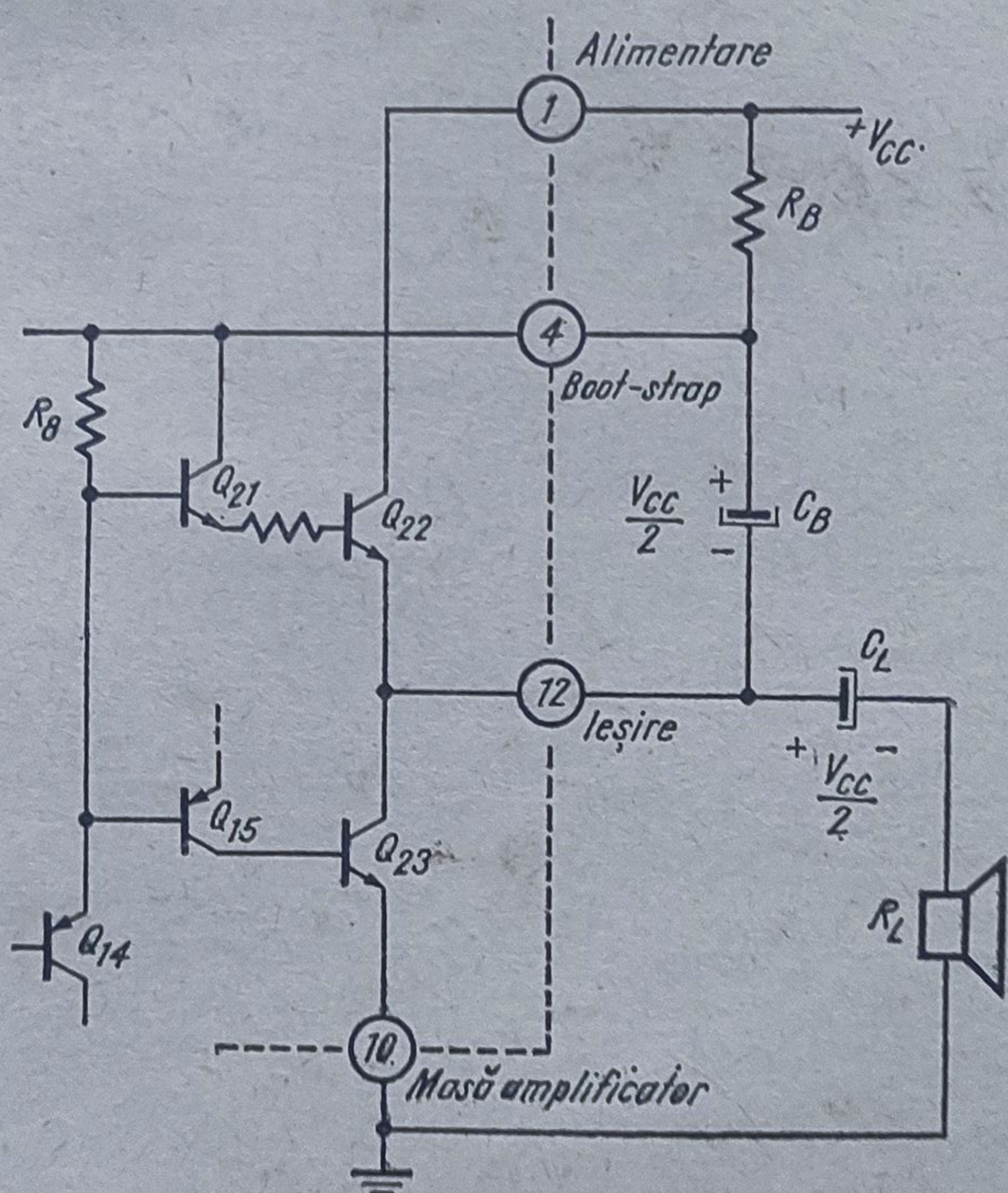
Boot-strap, sarcina cu un capăt la masă

Aplicarea tehnicii de boot-strap se poate face și în cazul în care sarcina (de exemplu difuzorul) este cu un capăt la masă. Schema concretă este indicată în figura 3.17.

În acest caz, între $+V_{CC}$ și terminalul „boot-strap” se conectează o rezistență R_B . Condensatorul de boot-strap este C_B ; el se încarcă la $V_{CC}/2$.

Condensatorul C_L servește pentru cuplajul ieșirii cu sarcina. În regim static, acest condensator se încarcă la $V_{CC}/2$. Rolul său este esențial pentru funcționarea corectă a etajului final. În alternanța negativă (tranzistorul Q_{22} blocat, tranzistorul Q_{23} conduce) condensatorul C_L joacă rolul de „sursă”, determinând circulația curentului pe ochiul Q_{23} , R_L , C_L .

Se constată că în cazul sarcinii la masă este necesar în plus un condensator electrolitic de valoare* relativ mare și o rezistență, ceea ce constituie un dezavantaj. Totuși, în acest caz prin sarcină nu circulă o componentă de c.c., fapt care în unele aplicații poate fi hotărîtor.



3.17 Aplicarea tensiunii de boot-strap pentru cazul în care sarcina are un capăt la masă.

* În general și de dimensiuni mari.

Dimensionarea elementelor circuitului de boot-strap

Schemele echivalente celor două moduri de aplicare a tehnicii boot-strap sînt date⁴ în figura 3.18, împreună cu circuitul echivalent corespunzător regimului de încărcare-descărcare a condensatorului C_B .

Rezistența R_{op} este rezistența de ieșire a etajului pilot, practic egală cu h_{22e14} . În figura 3.18. *d* condensatorul C_L nu apare deoarece se consideră — așa cum este normal — un scurtcircuit.

Pentru schema cu sarcina la masă rezistența R_B apare în paralel pe rezistența de sarcină. De aceea, pentru a nu influența funcționarea etajului final se alege o valoare

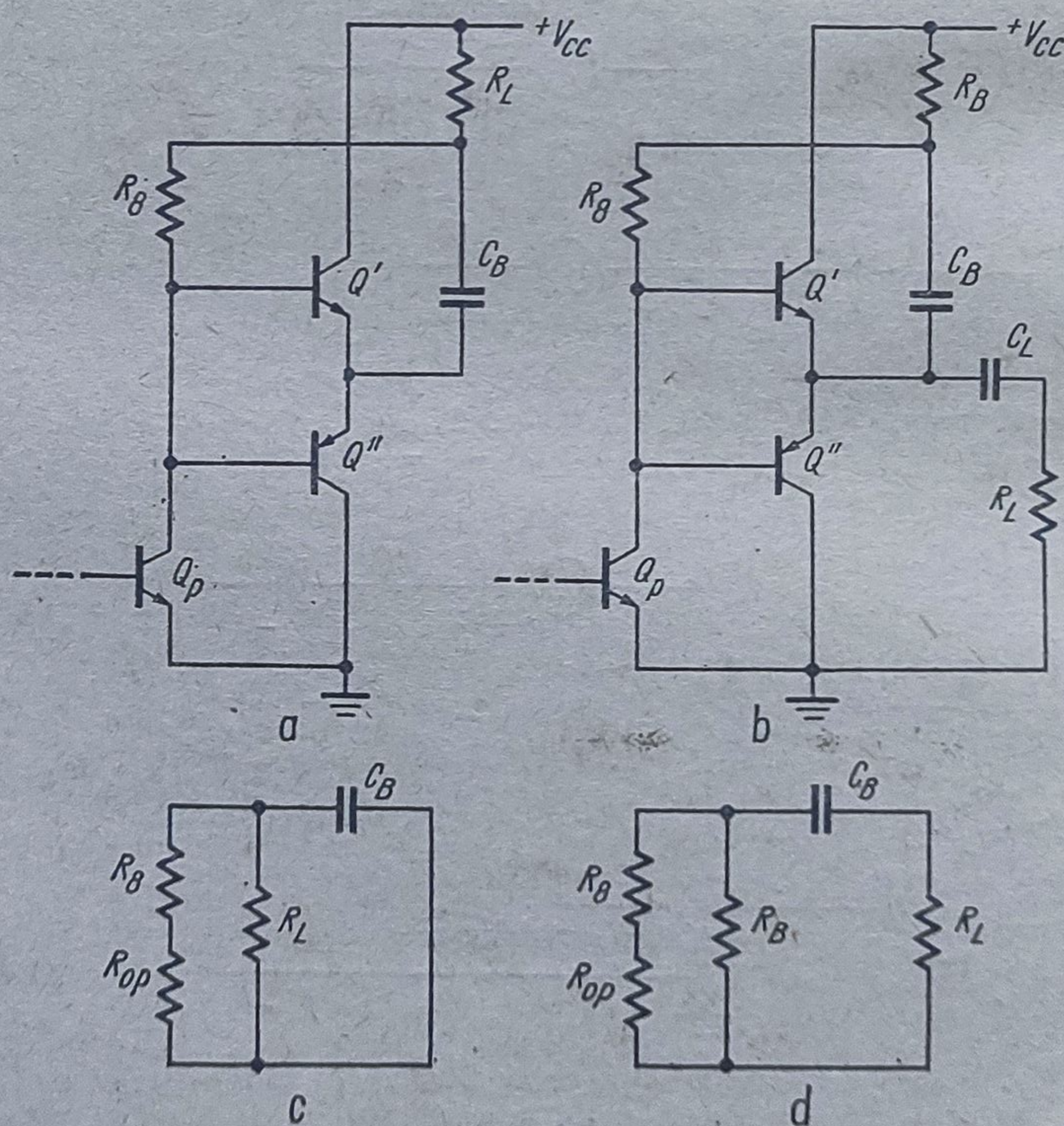
$$R_B = (10 \dots 20) R_L. \quad (3.29)$$

Ținînd cont de valorile tipice

$$R_{op} = h_{22e14} \simeq 30 \dots 50 \text{ k}\Omega,$$

$$R_L = 4 \dots 8 \text{ }\Omega,$$

$$R_8 = 3 \text{ k}\Omega,$$



3.18 Schemele de principiu pentru boot-strap (*a* — sarcina la plus, *b* — sarcina la masă) și circuitele echivalente pentru calculul valorii condensatorului C_B (*c*, respectiv *d*).

rezultă:

- pentru configurația cu sarcina la plus

$$C_B R_L > \frac{1}{2\pi f_i}; \quad (3.80)$$

- pentru configurația cu sarcina la masă

$$C_B R_B > \frac{(2 \dots 5)}{2\pi f_i}, \quad (3.81)$$

unde f_i este frecvența corespunzătoare capătului de jos al benzii.

Condiția 3.31 este mai severă pentru că circuitul de boot-strap trebuie să lucreze foarte corect (tensiunea pe C_B să fie constantă) chiar pentru capătul inferior al benzii.

Relația 3.31 se mai poate scrie

$$C_B \approx C_L / (2 \dots 10)$$

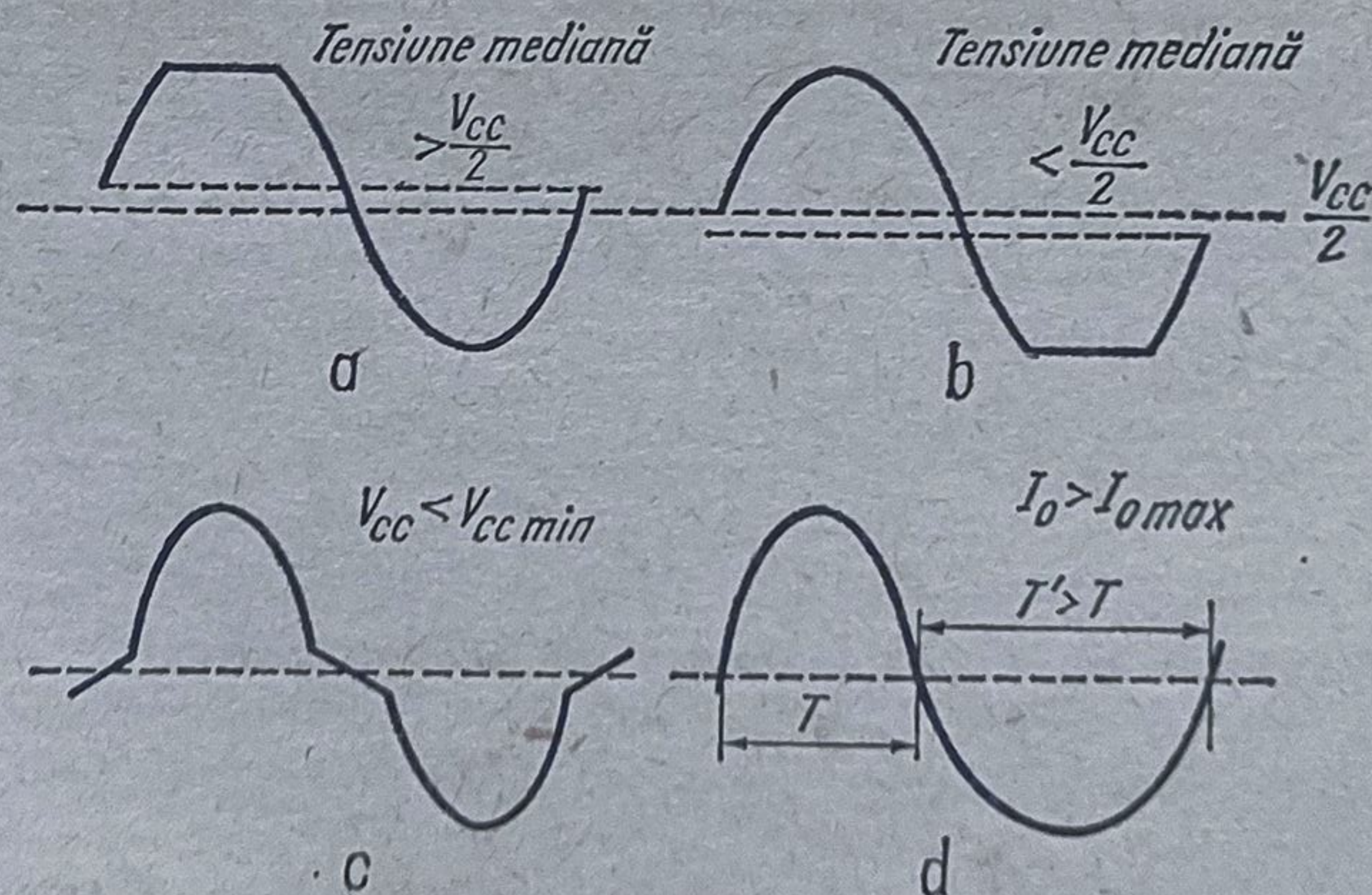
dacă se ține cont de expresia 3.45 a frecvenței f_i .

Distorsiuni ale semnalului la ieșire

Funcționarea incorectă a etajului de ieșire duce la distorsionarea semnalului sinusoidal.

În figura 3.19 sînt ilustrate cîteva din distorsiunile tipice care pot apare* în cazul în care s-a produs o defecțiune într-unul din etajele amplificatorului integrat.

Dacă generatorul de curent de referință funcționează incorect, valoarea tensiunii continue la ieșirea amplificatorului este mai mică sau mai mare decît limitele admise și semnalul sinusoidal se limitează asimetric, fie în alternanța pozitivă (vezi figura 3.19. a) fie în cea negativă (vezi figura 3.19. b).



3.19 Tipuri de distorsiuni posibile ale semnalului de la ieșire.

* Aceste distorsiuni nu apar la nici un circuit livrat, dacă se respectă regulile de utilizare. Apariția unuia din aceste tipuri de distorsiuni este de obicei semnul unei utilizări incorecte sau a unei defectări catastrofice a circuitului.

În cazul în care *circuitul de polarizare* alimentează tranzistoarele finale cu un curent de polarizare de valoare insuficientă, apar distorsiuni de racordare (crossover) — figura 3.19. c. Distorsiunile de racordare se pot pune în evidență cu ajutorul unui osciloscop. În difuzor efectul acestor distorsiuni se manifestă mai ales la puteri mici, ca un zgomot asemănător celui care se aude atunci când se mototolește o foaie de hârtie în mână. Acest tip de distorsiuni poate apare la funcționarea amplificatorului în partea inferioară a gamei tensiunilor de alimentare.

Distorsiunile prezentate în figura 3.19. d sînt provocate de scăderea factorului de amplificare în curent a tranzistoarelor Q_{15} și Q_{23} odată cu creșterea curentului de colector. Acest tip de distorsiuni apare de obicei odată cu depășirea curentului maxim de ieșire specificat.

3.2.5. Protecții

În procesul de rafinare al concepției și realizării circuitelor integrate monolitice o etapă esențială o constituie dezvoltarea de scheme (circuite) specifice, care protejează circuitul la suprasolicitățile generate de o utilizare necorespunzătoare.

În acest sens aceste circuite specifice — denumite cu un termen generic *protecții* — sînt „auxiliare”, deoarece nu intervin în funcționarea normală.

Protecțiile existente în momentul de față se referă la condițiile de scurt-circuit la ieșire, la supraîncălzirea determinată de depășirea puterii maxim admisibile, la depășirea valorii maxim admisibile a tensiunii de alimentare, la inversarea bornelor de alimentare etc.

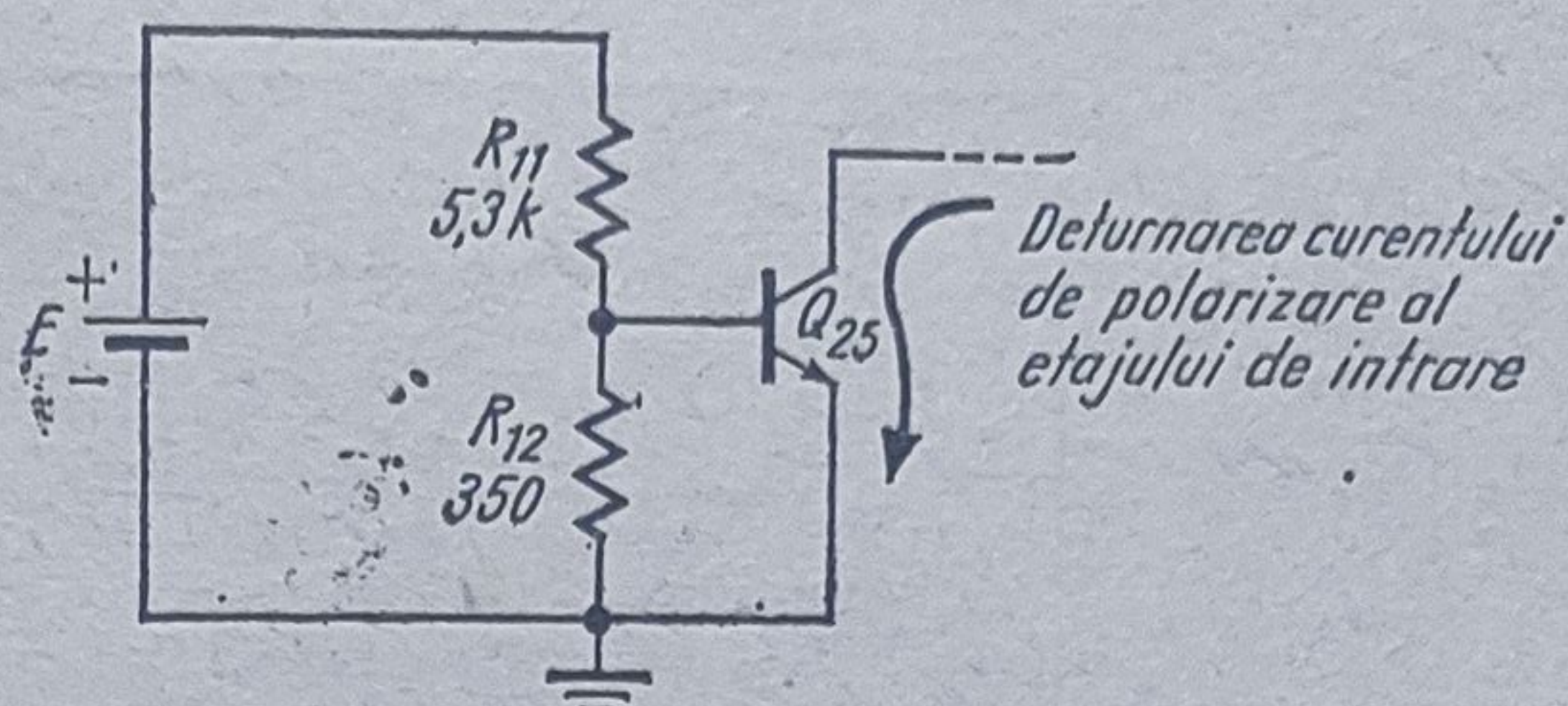
Cele mai răspândite sînt primele două; denumirea lor curentă este de *protecție la scurtcircuit* și respectiv *protecție termică*.

Pentru un circuit integrat de putere, protecția termică este esențială deoarece previne distrugerea circuitului prin fenomene termice ireversibile, determinate de depășirea chiar pentru timp relativ scurt a puterii maxim admisibile — suprasolicitare de altfel curent întîlnită în utilizare.

Dintre amplificatoarele audio de putere integrate circuitul TBA 790 poate fi calificat ca făcînd parte din prima generație: *el nu are nici una din protecțiile menționate mai sus*. Această situație trebuie să-l determine pe utilizator să fie deosebit de atent la diversele greșeli curente posibile (scurt-circuit la ieșire, alimentare necorespunzătoare — tensiune prea mare, radiator subdimensionat) care practic sînt toate cauze potențiale pentru distrugerea circuitului.

Amplificatorul audio de putere TCA 150 face parte dintr-o generație care succede generației TBA 790. Deși schema electrică este în esență aceeași pentru ambele amplificatoare, circuitul TCA 150 are în plus un circuit de *protecție termică*.

Acest circuit sesizează temperatura cipului și blochează amplificatorul de îndată ce se depășește o valoare maximă admisibilă impusă de proiectant ($T_j \approx +150^\circ\text{C}$, în cazul lui TCA 150). Valoarea temperaturii la care începe să lucreze protecția termică nu poate fi modificată de utilizator.



3.20 Schema de principiu a protecției termice.

Rezultă că protecția termică va fi eficientă în toate situațiile de suprasolicitare care au ca efect creșterea temperaturii cipului, cum ar fi de exemplu:

- funcționarea amplificatorului la nivele mari ale semnalului de la ieșire (pe sarcină de $4\ \Omega$ sau $8\ \Omega$) fără a se asigura o răcire corespunzătoare — radiator subdimensionat;
- creșterea temperaturii ambiante.

Schema de principiu a circuitului de protecție termică a amplificatorului TCA 150 este dată în figura 3.20.

Ideea pe care se bazează funcționarea circuitului este simplă.

În condiții normale de lucru ale amplificatorului curentul prin tranzistorul Q_{25} este de valoare mică în comparație cu curentul generatorului de curent Q_6 care polarizează etajul de intrare (vezi figura 3.3. b).

Depășirea puterii disipate admise, duce la supraîncălzirea cipului. Creșterea de temperatură este sesizată de tranzistorul Q_{25} , a cărei tensiune bază-emitor necesară pentru susținerea unei valori date a curentului de colector scade (o cifră conservativă este $-2\ \text{mV}/^\circ\text{C}$). Ca urmare, curentul prin Q_{25} crește odată cu, creșterea temperaturii, reducând curentul de polarizare al etajului de intrare care tinde să se blocheze. Excitația etajului final se micșorează, iar puterea disipată și deci temperatura cipului se limitează.

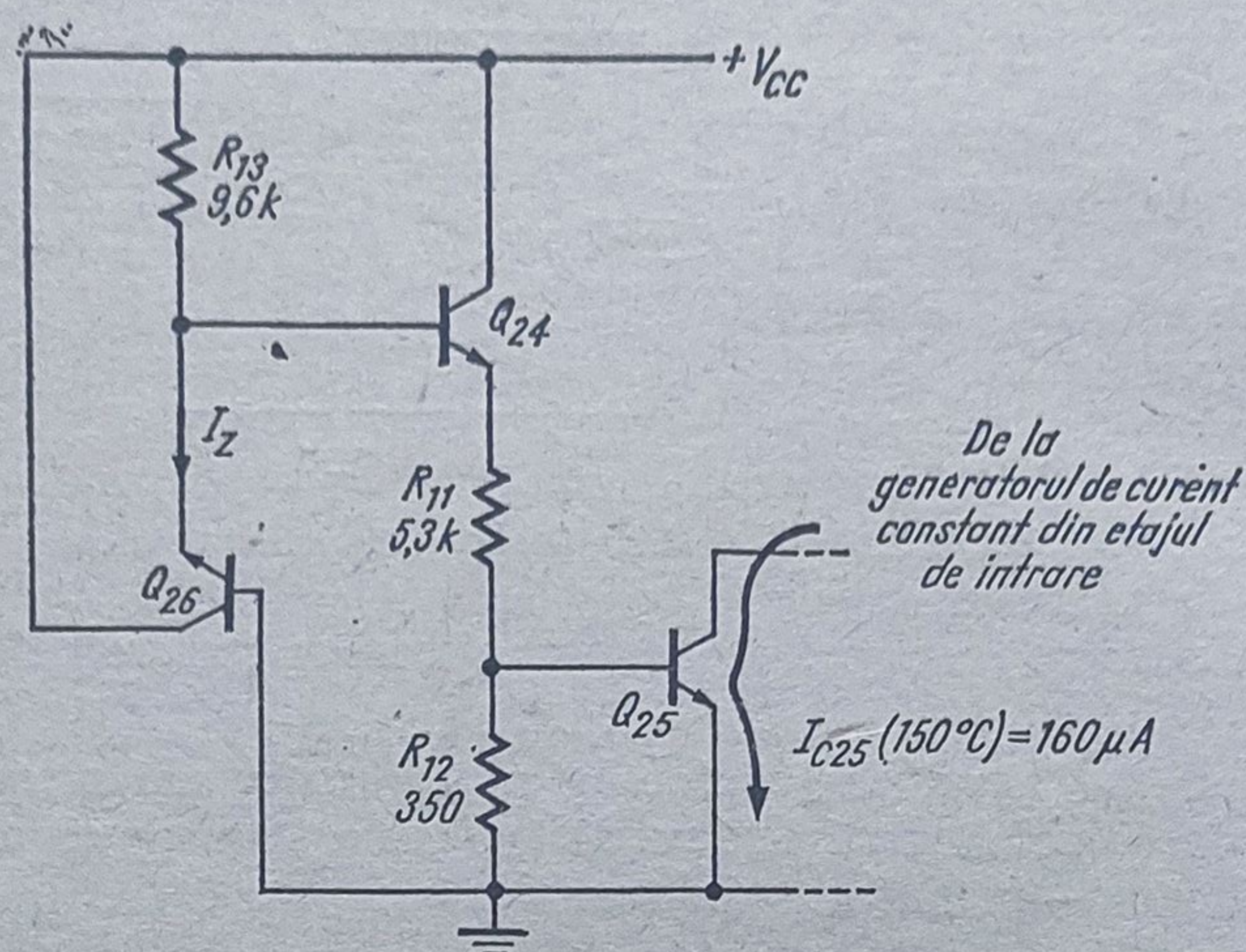
Faptul că rezistențele R_{11} , R_{12} sînt dependente de temperatură nu influențează funcționarea circuitului de protecție. Evident

$$V_{BE25} = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} V_{E24} \approx \frac{R_{12}}{R_{11}} V_{E24} \quad (3.32)$$

deci tensiunea V_{BE25} depinde practic numai de raportul celor două rezistențe. Acest raport este foarte puțin dependent de temperatură, deoarece rezistențele R_{11} și R_{12} fiind realizate în aceeași etapă a procesului de fabricație au variații relative practic egale pentru o variație de temperatură dată.

Schema completă a circuitului de protecție este dată în figura 3.21. Tranzistorul Q_{26} este conectat ca o diodă Zener.

Joncțiunea sa emitor-bază lucrează, în străpungere controlată de rezistența R_{13} și prezintă o tensiune stabilizată de $6 \dots 7\ \text{V}$.



3.21 Schema circuitului de protecție termică al amplificatorului audio TCA 150.

Tensiunea V_{E24} , de alimentare a divizorului R_{11} , R_{12} , crește odată cu creșterea temperaturii cipului, datorită coeficientului de temperatură pozitiv al „diodei Zener Q_{26} ” și coeficientului de temperatură negativ al tensiunii V_{BE24} . În acest fel, se obține o ușoară accentuare a pragului dintre starea în care protecția lucrează și starea în care nu lucrează.

Trebuie observat că în exterior — pentru utilizator — funcționarea circuitului de protecție se manifestă cu un prag mult mai accentuat decât cel care ar fi de așteptat, dacă se ține cont de variația mult mai graduală a curentului prin tranzistorul de protecție odată cu variația de putere disipată (temperatură).

Acest fapt se explică prin aceea că acțiunea circuitului de protecție se exercită prin scăderea valorii amplificării cu bucla deschisă a amplificatorului. Scade curentul de polarizare a etajului de intrare, scade panta tranzistoarelor Q_2 , Q_3 și factorul de amplificare în curent a lui Q_1 și deci se micșorează câștigul etajului de intrare).

Dar, deoarece amplificatorul lucrează într-o buclă de reacție, efectul de scădere a amplificării cu bucla deschisă nu devine sesizabil în exterior, decât în momentul în care amplificarea pe buclă devine practic subunitară și câștigul cu reacție nu mai este impus de circuitul de reacție, ci de valoarea amplificării cu bucla deschisă.

Structura circuitului de protecție impune o valoare limită inferioară pentru tensiunea de alimentare V_{CC} . Această valoare limită de aproximativ 7...7,5 V* este determinată de necesitatea polarizării corecte a „diodei Zener Q_{26} ” la temperatura maximă (+150°C) a cipului.

* Rezultă că pentru plaja de valori admisă pentru $V_{CC} = 9 \dots 14$ V circuitul de protecție va funcționa fără dificultăți.

Rezistența R_{13} este proiectată astfel încât la $I_{C25} = I_{C6}$ curentul I_{C24} să nu producă ieșirea din caracteristica Zener a „diodei Zener Q_{26} ” pentru valoarea minimă acceptată a tensiunii de alimentare.

3.3. Funcționarea cu reacție

Din punctul de vedere al utilizatorului circuitele integrate amplificatoare de putere $TBA\ 790$ și $TCA\ 150$ sînt echivalente cu un amplificator diferențial cu ieșire de putere.

Acest concept de *amplificator diferențial echivalent* a fost deja utilizat în descrierea circuitului de autocentrare a tensiunii de la ieșire în repaus pe valoarea $V_{CC}/2$ (vezi figura 3.4).

În funcționarea dinamică schema echivalentă din figura 3.4 devine cea din figura 3.22, deoarece rezistența internă a generatorului de curent I_{C11} se consideră foarte mare, deci neglijabilă. Intrarea neînversoare corespunde bazei tranzistorului Q_1 , iar cea inversoare bazei tranzistorului Q_3 .

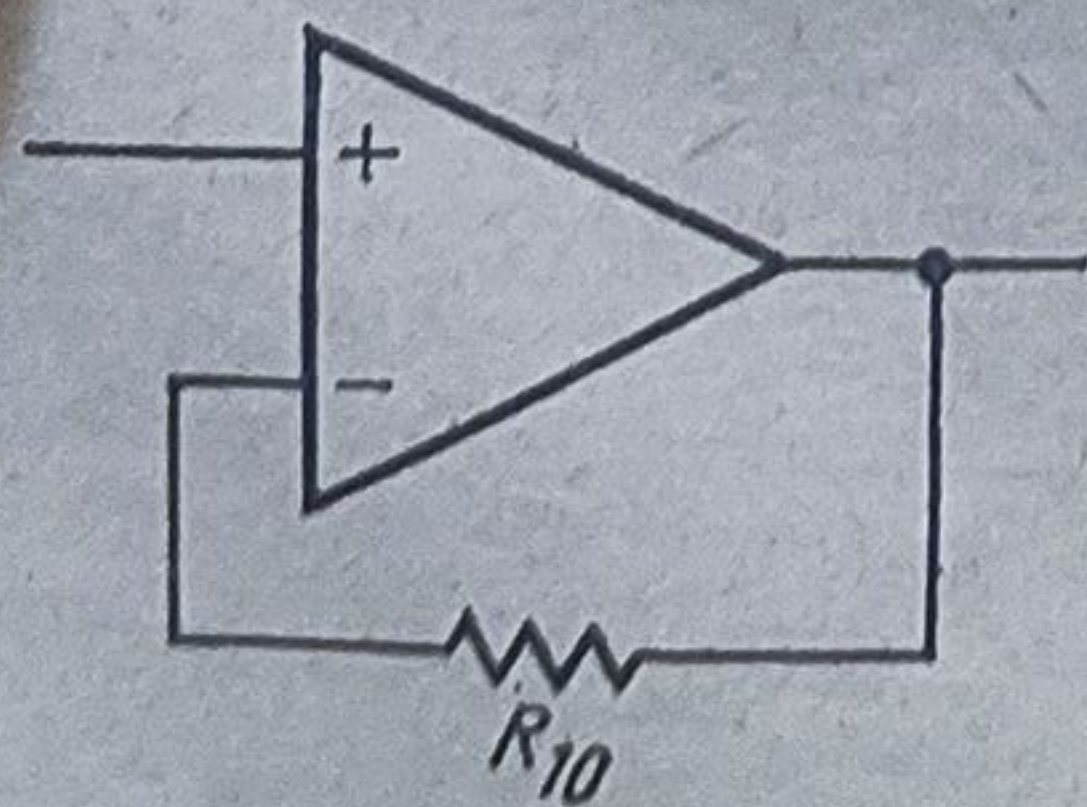
3.3.1. Amplificarea cu bucla deschisă (fără reacție)

Configurația de principiu a schemei în care se definește și se măsoară amplificarea fără reacție este dată în figura 3.23. Se observă că intrarea neînversoare este pusă la masă, întrerupîndu-se astfel bucla de reacție care se realizează prin rezistența R_{10} .

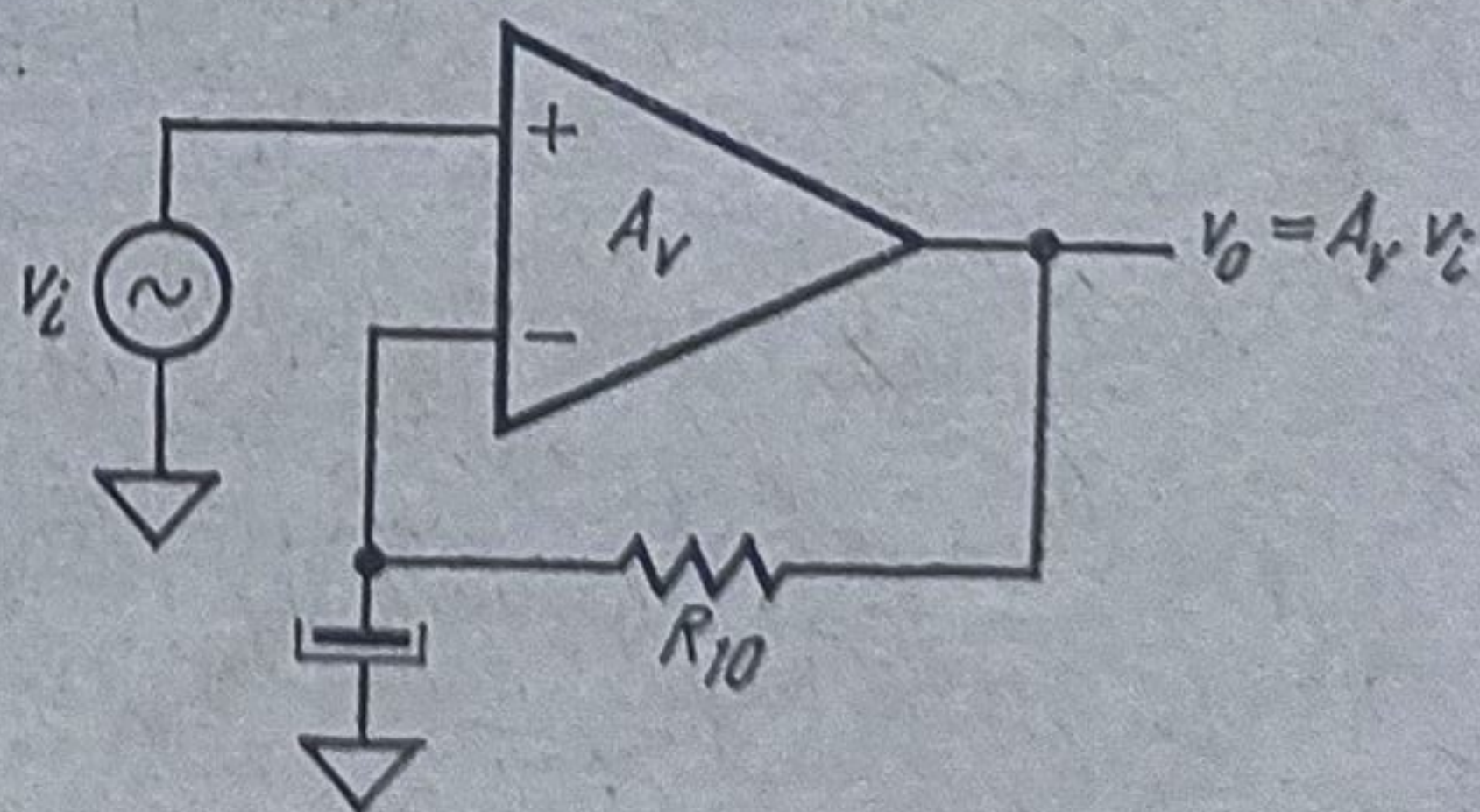
Estimarea valorii amplificării cu bucla deschisă, în banda de trecere a amplificatorului se poate face relativ simplu, considerînd pe rînd cele trei secțiuni ale amplificatorului: etajul final, etajul pilot și etajul de intrare.

Etajul final este în esență un repetor, așa că se va putea presupune că amplificarea sa în tensiune A_f , este practic egală cu unitatea:

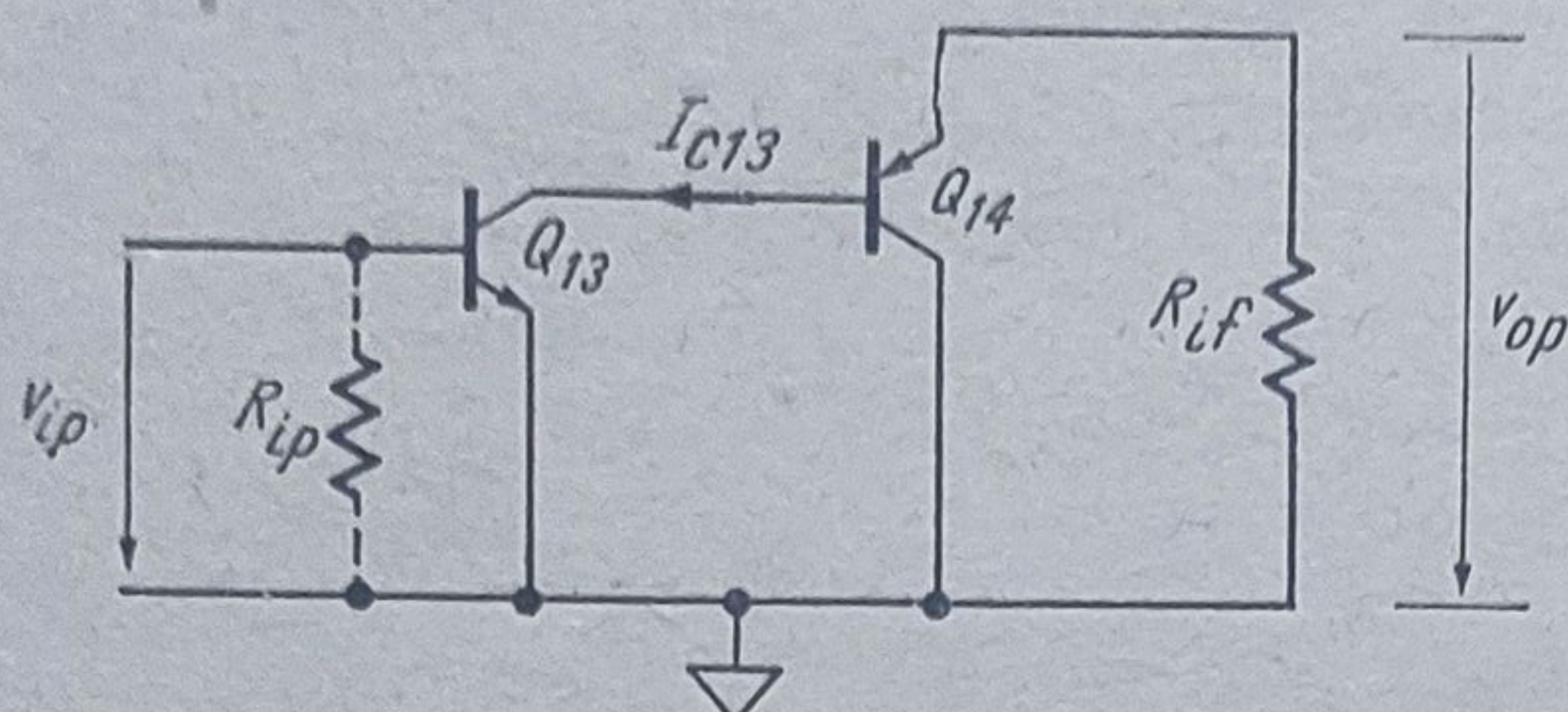
$$A_f = 1. \quad (3.33)$$



3.22 Schema echivalentă a amplificatorului pentru c.a.



3.23 Schema de principiu pentru măsurarea amplificării cu bucla deschisă, A_v .



3.24 Schema pentru calculul amplificării A_p a etajului pilot.

Pentru *etajul pilot* schema echivalentă pe care se va face calculul amplificării este dată în figura 3.24.

Rezistența R_{if} este rezistența de intrare în etajul final. Expresia care dă această rezistență rezultă din considerarea schemei din figura 3.25.a. (s-a considerat pentru a fixa ideile schema corespunzătoare alternan-

ței pozitive a tensiunii de ieșire; pentru alternanța negativă schema este aceeași, dar în locul lui Q' apare $Q'' = Q_{15}, Q_{23}$).

Dacă se consideră că în toată banda C_B este un scurtcircuit se ajunge la schema din figura 3.25.b, din care rezultă imediat

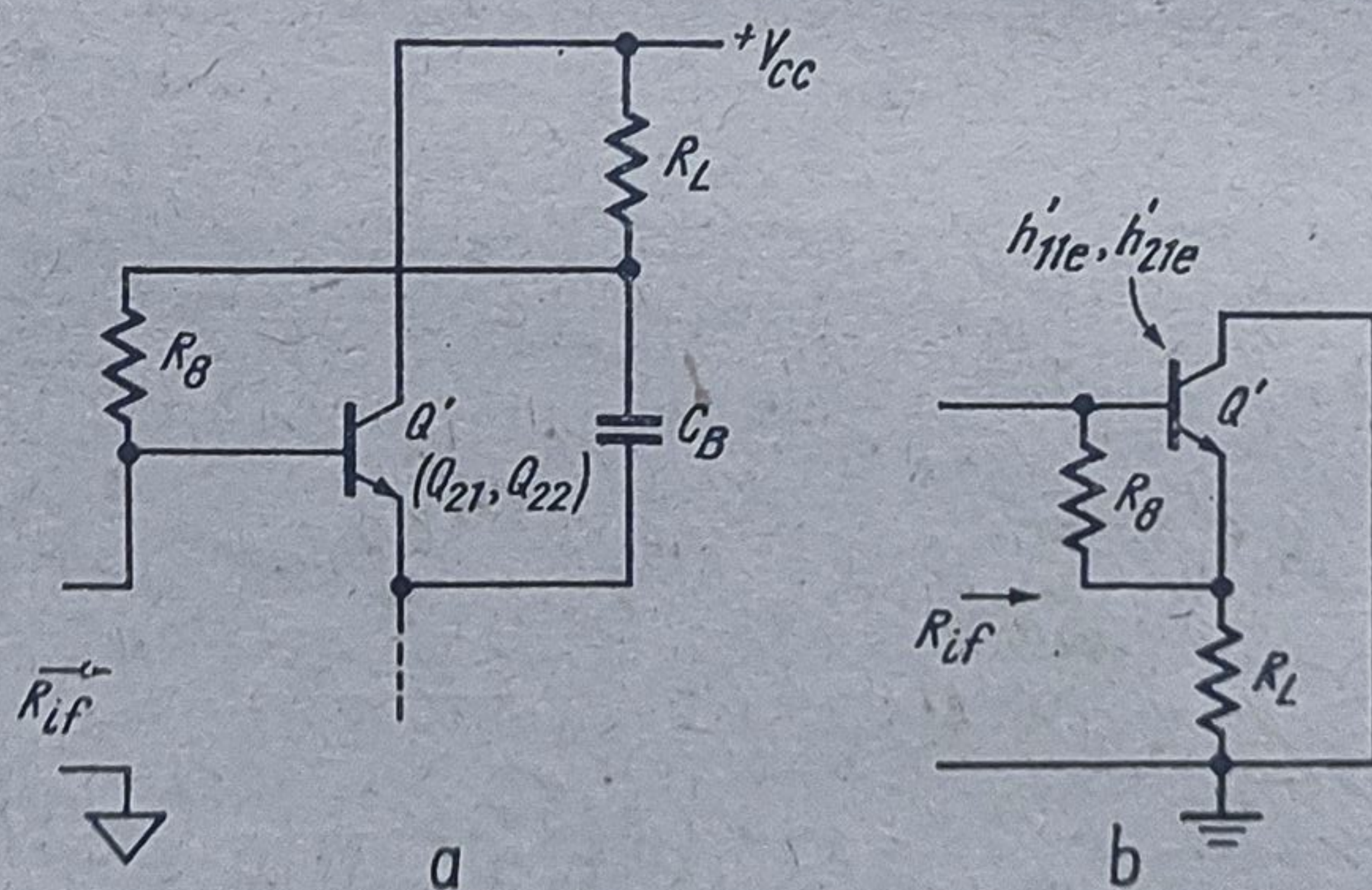
$$R_{if} = R_8 \parallel h'_{11e} + \left[\frac{R_8}{R_8 + h'_{11e}} \beta' + 1 \right] R_L. \quad (3.34)$$

Presupunând pentru factorul de amplificare în curent echivalent β' o valoare tipică de 1000 și luând pentru rezistența de sarcină R_L valoarea cea mai mică întâlnită în aplicațiile uzuale rezultă, dacă se neglijează h'_{11e} față de R_8 ,

$$R_{if} = \beta' R_L = 4 \text{ k}\Omega. \quad (3.35)$$

Expresia amplificării rezultă direct

$$A_p = \frac{v_{op}}{v_{ip}} = -g_{m13} \cdot \beta_{14} \cdot R_{if}. \quad (3.36)$$



3.25 Schema pentru calculul rezistenței de intrare a etajului final (a — schema echivalentă a etajului final; b — aceeași schemă în c.a.).

* Neglijarea lui h'_{11e} față de R_8 este discutabilă doar la valori mici ale curentului de ieșire.

Determinarea valorii amplificării A_p se va face presupunând valorile tipice:

$$h_{21E14} = \beta_{14} = 10, \quad h_{21E13} = \beta_{13} = 100, \quad I_{R8} \simeq 1 \text{ mA}.$$

Deoarece

$$I_{C13} = I_{R8}/h_{21E14} = 0,1 \text{ mA},$$

și

$$g_{m13} = \frac{qI_{C13}}{kT} \simeq 4 \text{ mA/V}$$

se obține

$$A_p = -4 \cdot 10 \cdot 4 = -160. \quad (3.37)$$

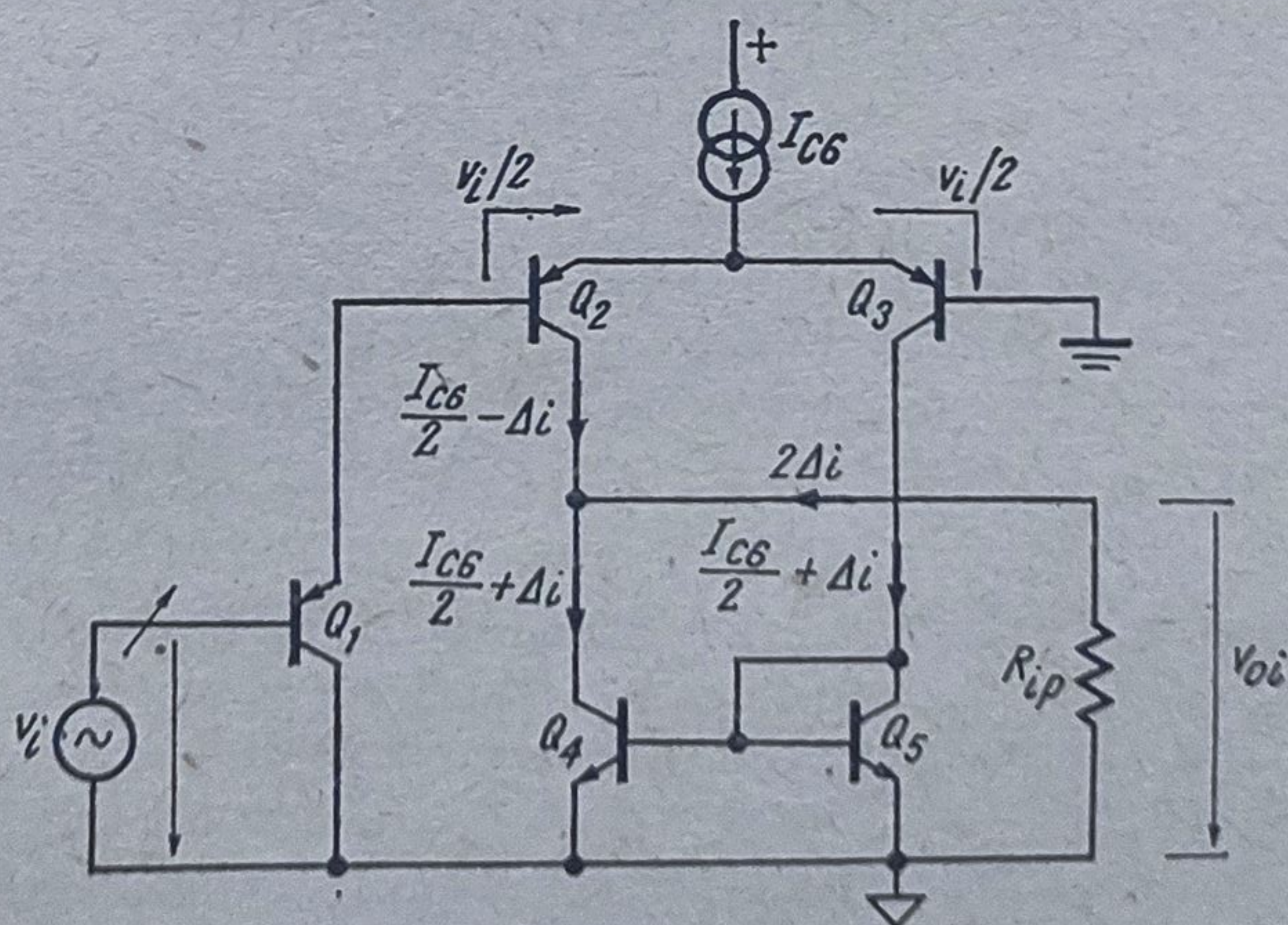
Rezistența de intrare în etajul pilot este R_{ip} , dată de relația

$$R_{ip} \simeq \frac{kT}{qI_{C13}} \beta_{13} = 26 \text{ k}\Omega. \quad (3.38)$$

Calculul amplificării *etajului de intrare* se va face pe schema din figura 3.26

Fie de exemplu o creștere a tensiunii v_i . Tensiunea v_i se împarte în mod egal pe joncțiunile emitor-bază ale tranzistoarelor Q_2 și Q_3 (tranzistorul Q_1 lucrează ca „repetor”). Curentul prin tranzistorul Q_2 scade față de valoarea din punctul static, iar curentul prin tranzistorul Q_3 crește. Aceste două variații sînt în mod necesar egale în valoare absolută deoarece suma curenților prin Q_2 și Q_3 este o valoare constantă impusă de generatorul de curent I_{C6} .

Variația de curent de colector $+\Delta i$ a tranzistorului Q_3 este impusă și tranzistorului Q_5 , deoarece sînt în serie. Tranzistoarele Q_4 și Q_5 au aceeași tensiune emitor-bază și fiind prin construcție de arii egale, curentul de colector a lui Q_4 *copiază* curentul lui Q_5 .



3.26 Schema pentru calculul amplificării A_i a etajului de intrare.

Ca urmare prin rezistența de sarcină (egală cu bună aproximație cu rezistența de intrare în etajul pilot R_{ip}) trebuie să circule un curent egal cu $2\Delta i$.

Deoarece

$$\Delta i = g_{m2} \frac{v_i}{2}$$

și

$$v_{oi} = - R_{ip} 2\Delta i$$

se obține

$$A_i = \frac{v_{oi}}{v_i} = - g_{m2} R_{ip} \quad (3.39)$$

Ținând cont că:

$$I_{c2} = 0,08 \text{ mA} \text{ — relația 3.4;}$$

$$g_{m2} = \frac{qI_{c2}}{kT} \simeq 3,1 \text{ mA/V;}$$

$$R_{ip} = 26 \text{ k}\Omega \text{ — relația 3.38,}$$

rezultă

$$A_i = - 3,1 \cdot 26 = - 80,6. \quad (3.40)$$

Amplificarea de tensiune cu bucla deschisă este dată de expresia:

$$A_v = A_i \cdot A_p \cdot A_f.$$

Înlocuind valorile numerice, se obține

$$A_v = 12\,900 \approx 82 \text{ dB.}$$

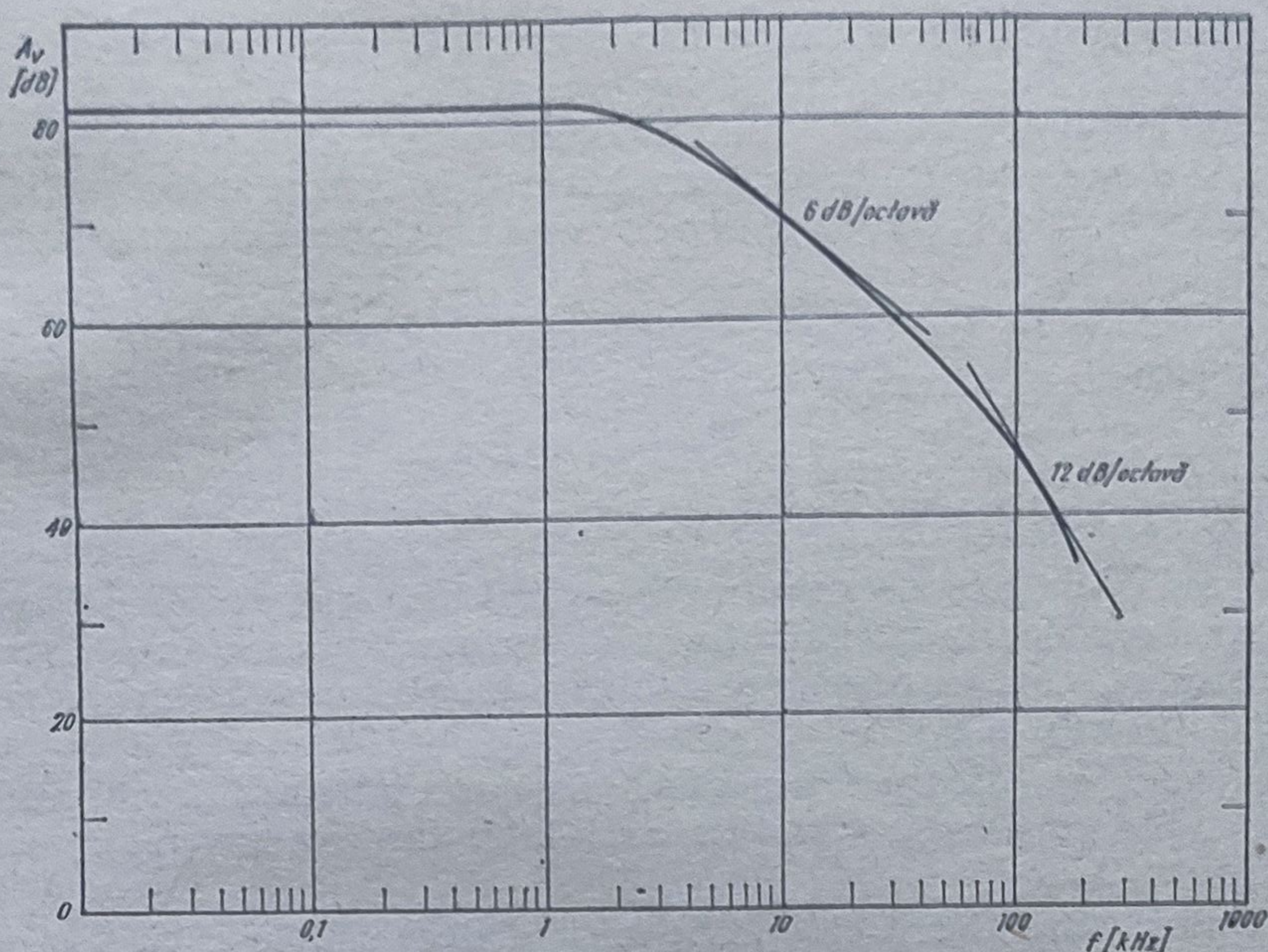
Observație: Valoarea calculată pentru A_v constituie o estimare care se plasează în partea inferioară a intervalului tipic de 80 ... 90 dB în care rezultă din fabricație marea majoritate a circuitelor.

Este ușor de văzut de exemplu, prin repetarea calculului anterior, că pentru o valoare $R_L = 8 \Omega$ se obține o creștere de două ori (sau 6 dB) a amplificării A_v .

După cum este de așteptat amplificarea A_v depinde de frecvență.

În figura 3.27 se indică o curbă tipică de variație a amplificării A_v (exprimată în dB) în funcție de frecvența semnalului aplicat la intrare. Pe grafic sînt indicate și pantele de 6 dB/octavă, respectiv 12 dB/octavă.

Legată de această caracteristică apare problema nediscutată pînă acum a defazajului introdus de amplificator, *defazaj care crește odată cu creșterea frecvenței.*

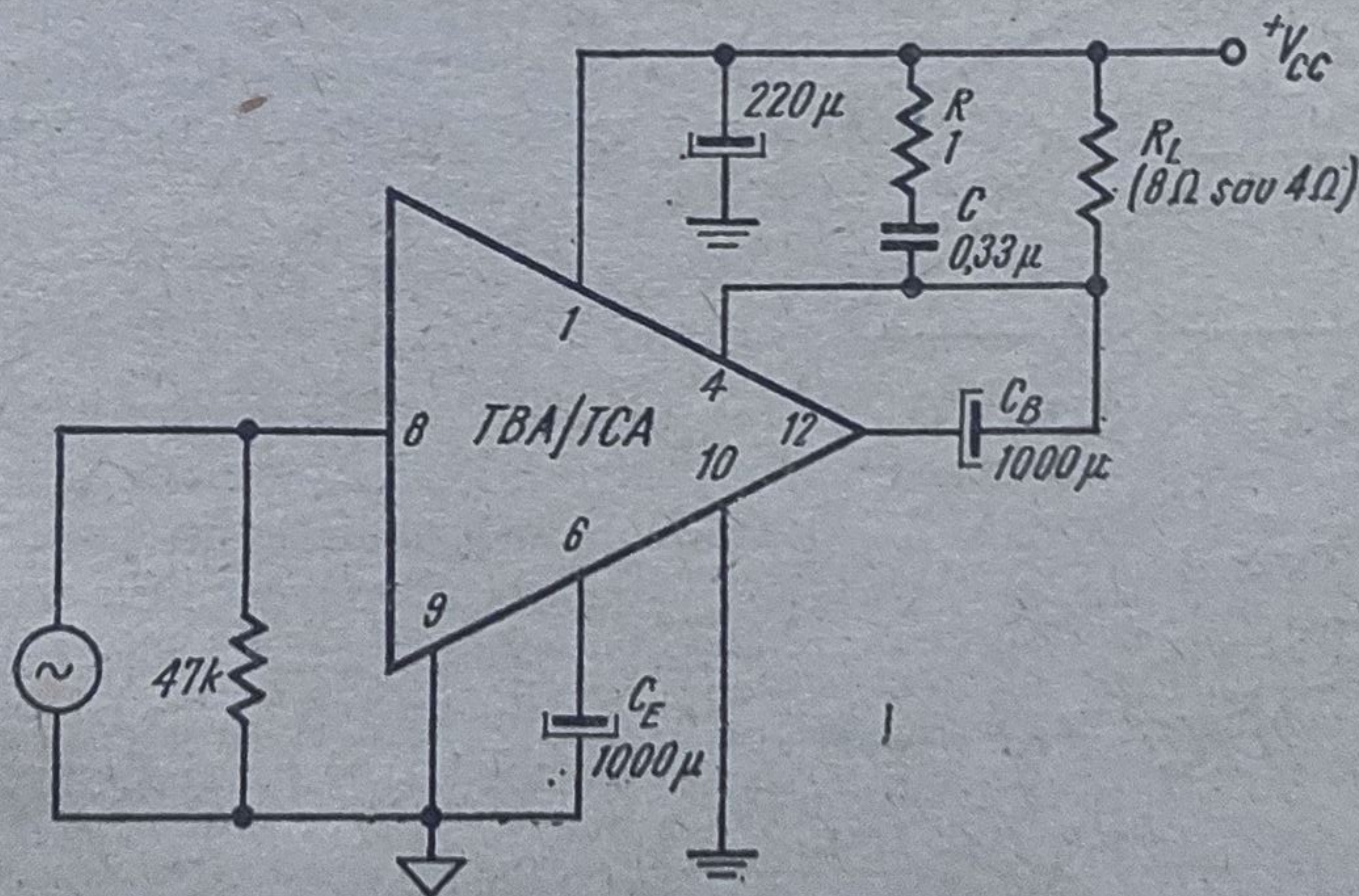


3.27 Dependența amplificării cu bucla deschisă în funcție de frecvență.

Fără a intra în detalii, este suficient să se precizeze că în zona în care caracteristica $A_v(f)$ scade cu 12 dB/octavă, defazajul introdus de amplificator este de aproximativ 180° .

După cum se va vedea în continuare, defazajul propriu al amplificatorului poate să aibă o influență decisivă asupra funcționării stabile a amplificatorului prins într-o buclă de reacție (vezi § 3.3.2).

Schema circuitului de măsurare a amplificării A_v este indicată în figura 3.28. Acest circuit corespunde schemei de principiu din figura 3.23.



3.28 Schema de măsură a amplificării cu bucla deschisă.

Condensatorul C_E constituie un scurtcircuit la toate frecvențele de lucru, asigurând punerea la masă a intrării inversoare. Grupul RC produce o șuntare la frecvențe înalte a sarcinii, eliminând efectele introduse de inductivitatea proprie a sarcinii. Amplitudinea semnalului de la intrare trebuie să fie suficient de mică (0,05 ... 0,1 mV) pentru ca amplificatorul să nu intre în limitare.

3.3.2. Amplificarea cu reacție

Expresia amplificării cu reacție

În mod evident conectarea amplificatorului ca în schema din figura 3.22 nu dă satisfacție deoarece amplificarea de tensiune pe care o realizează este egală practic cu unu, ca urmare a reacției totale care are loc prin rezistența internă, de pe cip, R_{10} .

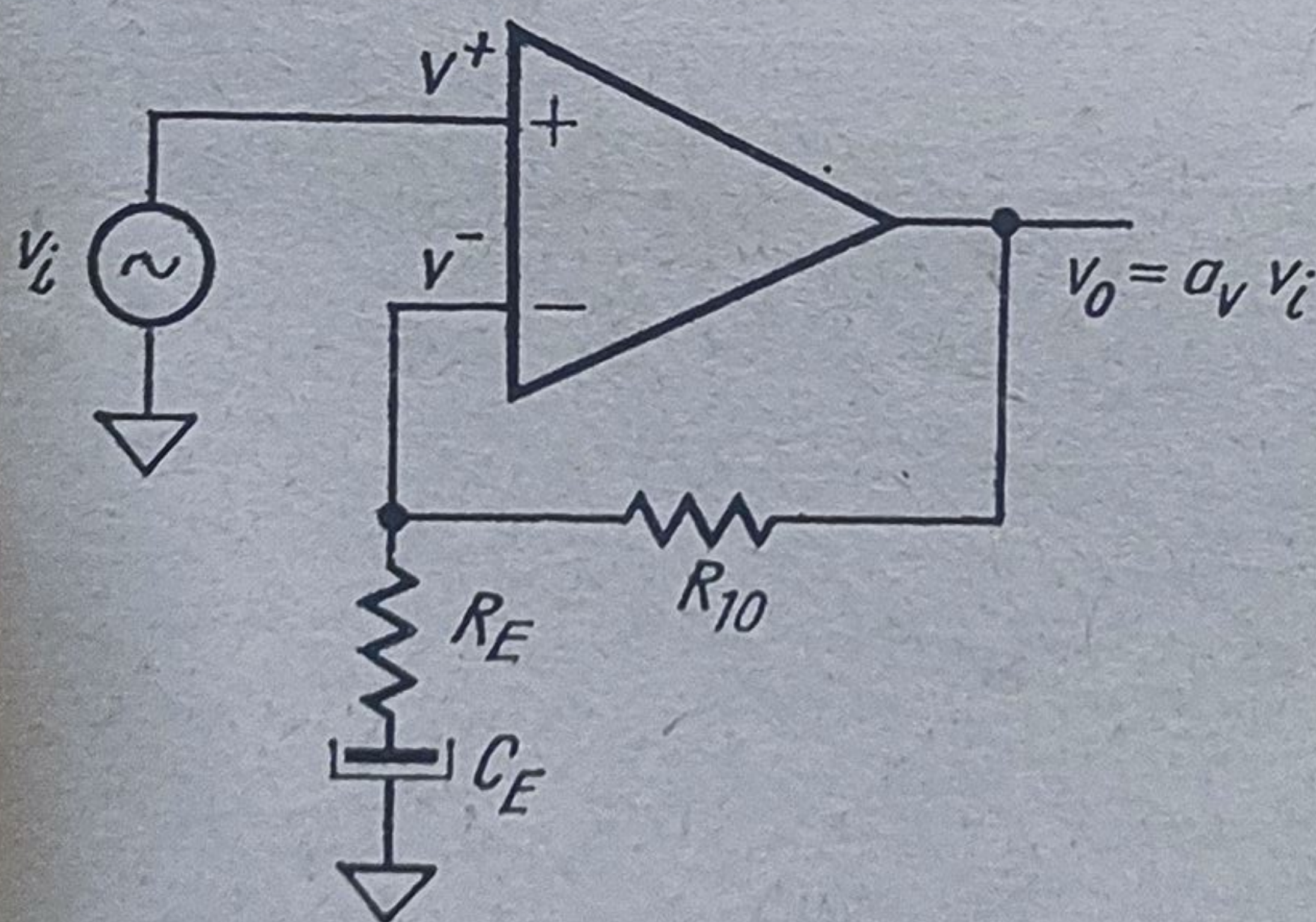
Controlul amplificării în tensiune se face prin intermediul unei rezistențe exterioare, R_E , conectată *numai în c.a.** între intrarea inversoare și masă (vezi figura 3.29).

Expresia amplificării cu reacție a_v se deduce simplu dacă se ține cont de faptul că amplificarea fără reacție A_v are valori mari.

O valoare mare a amplificării fără reacție înseamnă că potențialele v^- și v^+ ale intrării inversoare, respectiv neinversoare (vezi figura 3.29) diferă foarte puțin, ceea ce permite să se presupună cu bună aproximație egalitatea lor

$$v^- = v^+. \quad (3.41)$$

Presupunând, în plus, că impedanța de intrare în amplificator este mult mai mare ca R_E , egalitatea 3.41 se scrie



$$v_o = \frac{R_E}{R_E + R_{10}} v_i,$$

de unde rezultă direct expresia amplificării cu reacție:

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_{10}}{R_E}. \quad (3.42)$$

Observație: Valoarea amplificării cu reacție a_v este limitată inferior de un aspect particular specific amplificatoarelor TBA 790 și TCA 150. Deoarece tranzistorul de intrare are potențialul bazei (vezi figura 3.2) practic

3.29 Controlul valorii amplificării de tensiune a_v , prin reacție (grupul R_{10} , R_E).

* Condensatorul C_E se alege astfel încît să fie practic un scurtcircuit față de R_E în toată banda de frecvențe, în care va funcționa amplificatorul.

egal cu zero, amplitudinea semnalului de intrare nu trebuie să depășească 0,3 ... 0,4 V căci altfel joncțiunea colector-bază începe să conducă semnificativ, scurtcircuitând sursa de semnal.

Admițând că semnalul de ieșire are o amplitudine $V_{cc}/2$, rezultă valoarea minimă a amplificării:

$$a_{vmin} \approx 10 \text{ (20 dB) pentru } V_{cc} = 6 \text{ V;}$$

$$a_{vmin} \approx 25 \text{ (28 dB) pentru } V_{cc} = 15 \text{ V.}$$

În foarte multe aplicații (de exemplu amplificatoare audio de putere) valoarea minimă a amplificării este stabilită însă de condiția ca amplificatorul să nu oscileze. O valoare orientativă pentru această limită este de 30 ... 35 dB.

Pentru amplificatoarele de putere TBA 790 și TCA 150, ținându-se cont că amplificarea cu reacție a_v este limitată inferior la valori de ordinul 10 ... 20 și că $R_{10} = 8 \text{ k}\Omega$ relația 3.42 capătă forma aproximativă, des utilizată

$$a_v = \frac{8000}{R_E}, R_E \text{ în } \Omega. \quad (3.43)$$

Rezultă că valoarea maximă a rezistenței R_E este de cca. 390 Ω .

Compensarea amplificatorului

Cînd s-a discutat despre amplificarea cu bucla deschisă, s-a arătat că odată cu creșterea frecvenței amplificatorul introduce un defazaj suplimentar propriu care poate atinge 180°. Defazajul cu bucla deschisă se face simțit de la frecvențe de 3 ... 5 kHz în sus.

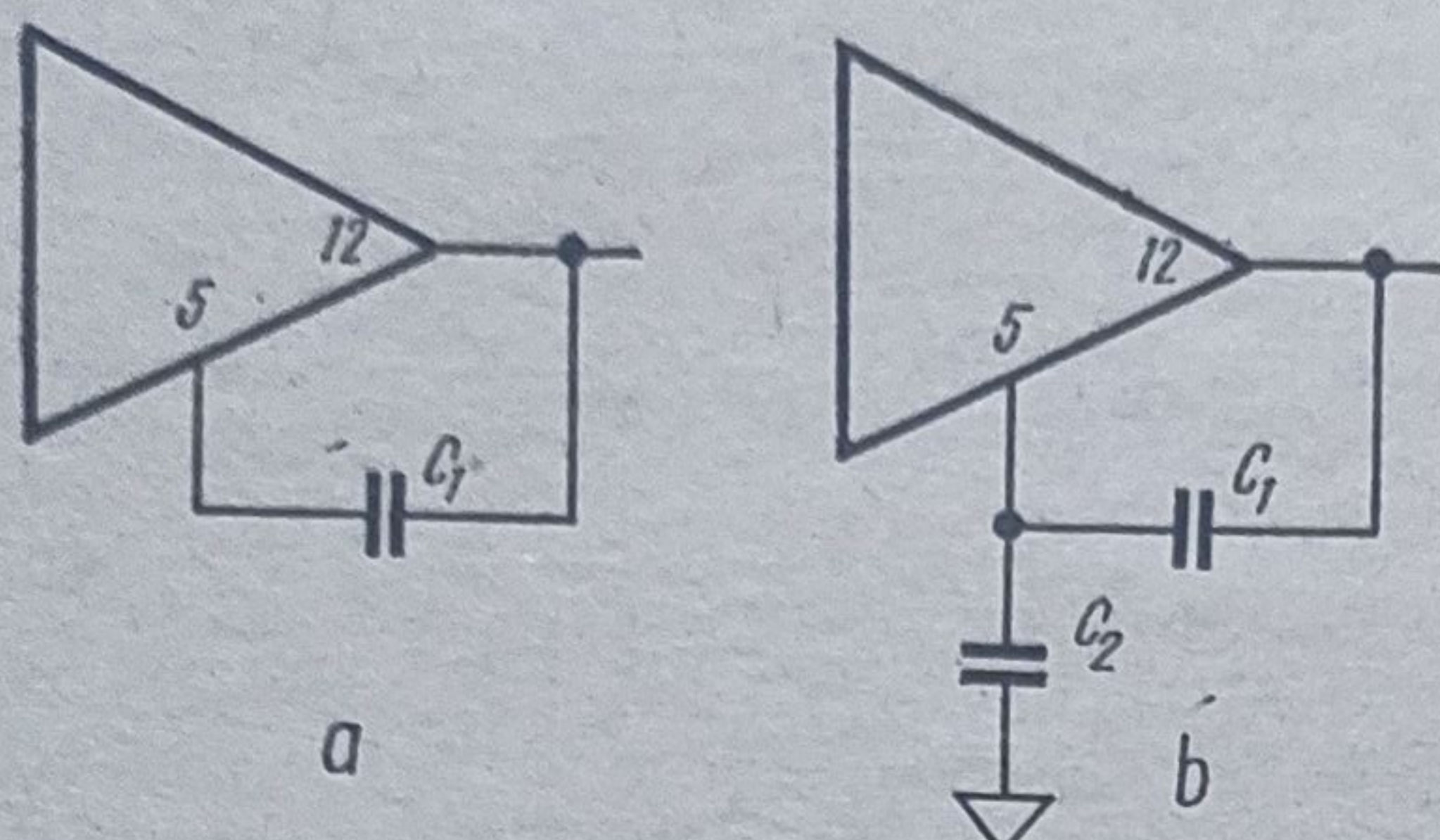
Acest lucru este deosebit de neplăcut, deoarece aceasta înseamnă că în gama de frecvențe corespunzătoare, semnalul pe intrarea inversoare și semnalul de la ieșire pot ajunge în fază. Cu alte cuvinte, reacția care era negativă la frecvențe joase devine, spre frecvențe mai înalte, ca o consecință a defazajului propriu al amplificatorului, pozitivă.

Dacă la frecvențele respective amplificarea are și o valoare suficient de mare, astfel încît amplificarea pe buclă să fie supraunitară, amplificatorul oscilează.

Modificarea convenabilă — prin elemente încorporate în schema amplificatorului — pe cip sau prin elemente exterioare — a caracteristicii $A_v(f)$ astfel încît pentru o anumită valoare a factorului de reacție amplificatorul să fie stabil se numește compensarea amplificatorului.

Un element intern de compensare îl constituie capacitatea C de 5 pF (vezi figura 3.8) din etajul pilot.

Elementele exterioare de compensare se plasează după cum se indică în figura 3.30.



3.30 Rețele de compensare frecvent utilizate pentru amplificatoarele TBA 790 și TCA 150.

Valorile acestor elemente se specifică pentru fiecare aplicație în funcție de valoarea dorită a amplificării cu reacție, de lărgimea benzii etc.

Banda de frecvențe a amplificatorului cu reacție

tră aplicațiile uzuale se dau grafice din care se determină f_s în funcție de circuitul de compensare și de câștigul cu reacție (vezi § 3.7.4).

În principiu, cu cât capacitățile de compensare C_1 , C_2 (vezi figura 3.30) sînt mai mici cu atît frecvența f_s este mai mare.

Frecvența f_j . Valoarea frecvenței f_j corespunzătoare capătului de jos al benzii depinde de configurația circuitului de boot-strap utilizat.

Urmărind figura 3.18 rezultă:

— pentru sarcină la plus

$$f_j \approx \frac{1}{2\pi C_B R_L}; \quad (3.44)$$

— pentru sarcină la masă

$$f_j \approx \frac{1}{2\pi C_L R_L}. \quad (3.45)$$

Evident, relațiile 3.44 și 3.45 presupun îndeplinirea condiției

$$\frac{1}{2\pi f_j C_E} \gg R_E. \quad (3.46)$$

3.4. Relații energetice

În acest capitol se vor deduce relațiile fundamentale care permit calculul puterii disipate de circuit, al puterii în sarcină etc. pentru a avea o imagine „energetică” a funcționării amplificatoarelor TBA 790, TCA 150 și a limitărilor esențiale.

Toate aceste calcule se vor face în cadrul următoarelor presupuneri:

- Puterea disipată de circuit în absența semnalului este mică în comparație cu puterea disipată în prezența semnalului sinusoidal. A-

ceastă presupunere este justificată de valoarea mică a curentului de repaus consumat de circuit I_{co} , în comparație cu curentul debitat în sarcină în funcționarea normală. În figura 3.31 se dă dependența curentului I_{co} de tensiunea de alimentare V_{cc} .

- Etajul de ieșire lucrează în clasă B. Riguros funcționarea este de fapt în clasă AB, dar comparația între curentul static prin tranzistoarele finale (de ordinul a 5 mA — vezi relația 3.27) și curentul de vîrf debitat în sarcină (de ordinul a 1 A) justifică pe deplin presupunerea funcționării în clasă B.
- Excitația este sinusoidală.

Forma de undă a tensiunii de la ieșire v_o este dată în figura 3.32.

În această figură tensiunile de saturație ale tranzistoarelor finale s-au presupus identice ($V'_{CEsat} = V''_{CEsat}$), ceea ce nu constituie o limitare principală. În continuare se va menține această presupunere și se va utiliza notația

$$V_{CEsat} = V'_{CEsat} = V''_{CEsat},$$

care va reprezenta tensiunea de saturație pentru unul din tranzistoarele finale.

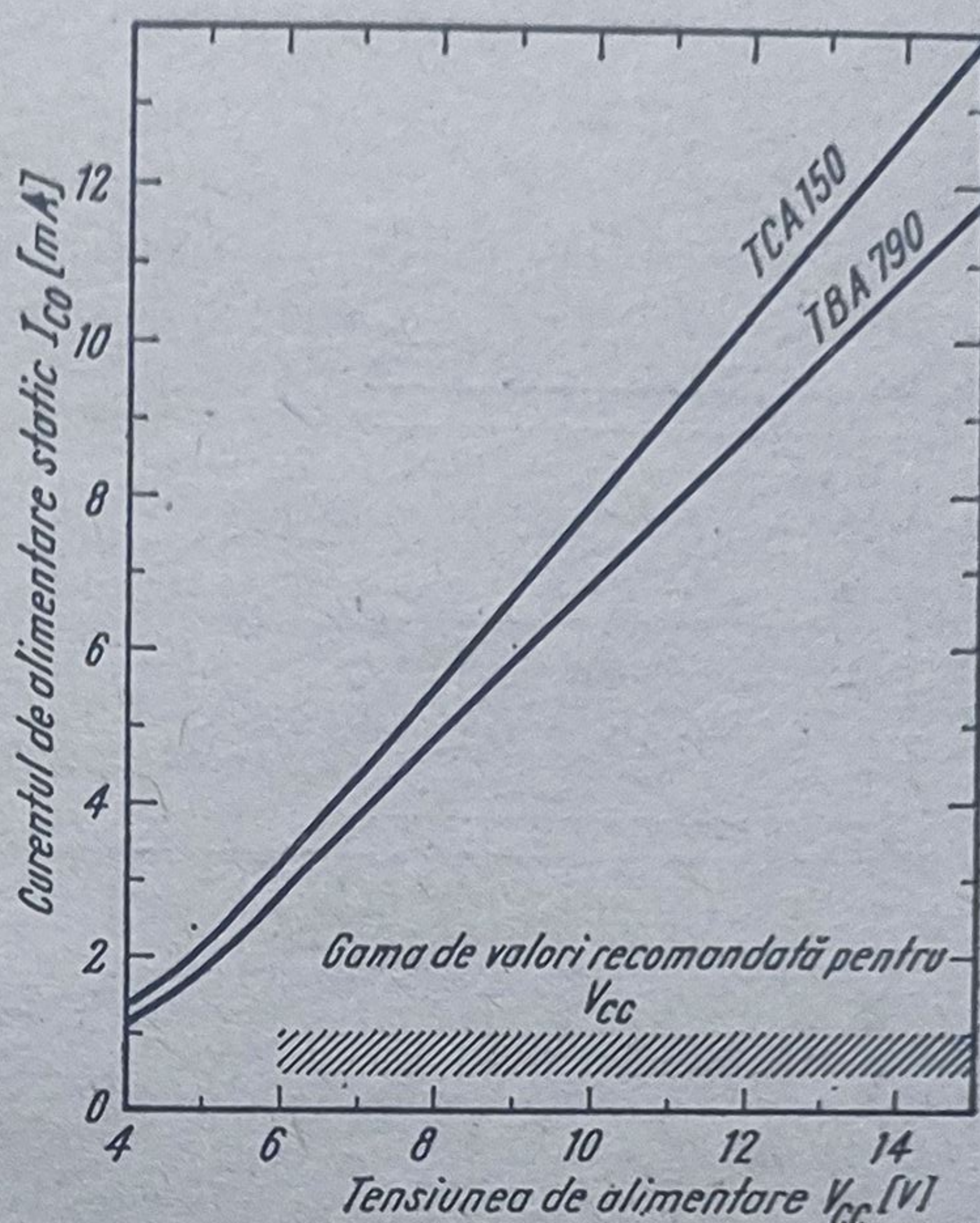
Dependența tensiunii de saturație V_{CEsat} în funcție de curentul de ieșire este dată în figura 3.33.

În figura 3.33 cu linie punctată s-a indicat contribuția la tensiunea de saturație, măsurată pe terminalul care corespunde ieșirii, a căderii de tensiune pe firele de legătură dintre cipul semiconductor și terminalul capsulei ($R_{serie} \approx 0,2 \Omega$).

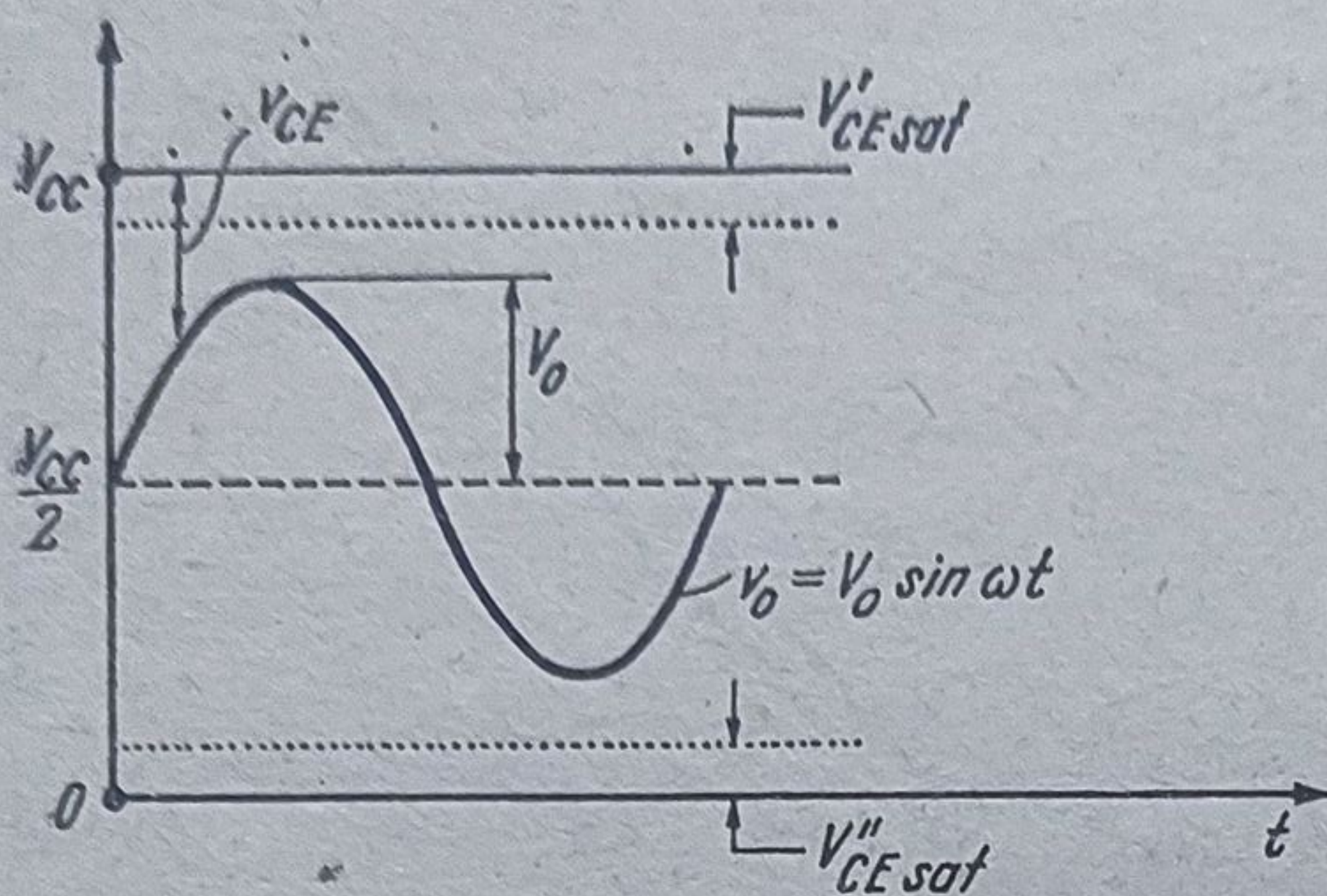
Relații energetice fundamentale pentru un etaj de putere în clasă B^{4.5}

Deoarece este vorba de un etaj de putere relațiile care permit calculul puterii disipate, al puterii utile și al randamentului sînt de interes major atît pentru o exploatare optimă a posibilităților oferite de etaj, cît și pentru proiectarea altor elemente cum ar fi sursa de alimentare, radiatoare etc.

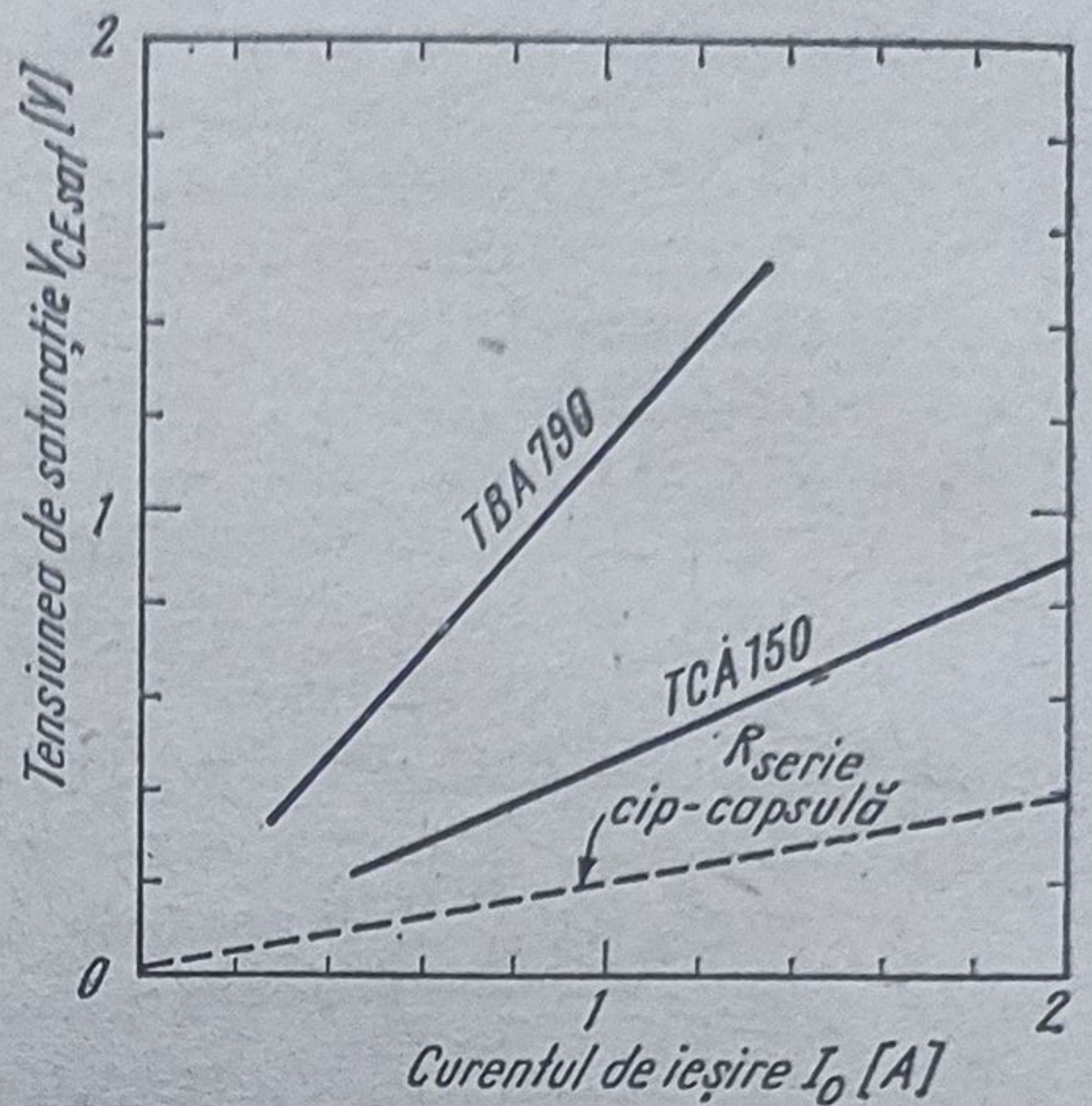
Se începe discuția acestor relații energetice cu cazul în care sarcina este pur rezistivă, iar apoi se continuă cu cazul sarcinii cu componente reactive (difuzor).



3.31 Variația curentului consumat de amplificator în absența semnalului de la intrare în funcție de tensiunea de alimentare.



3.32 Forma de undă a tensiunii de ieșire.

3.33 Dependența tensiunii de saturație V_{CEsat} pentru unul din tranzistoarele finale în funcție de curentul de ieșire I_o .

Sarcină rezistivă, R_L

Deoarece fiecare tranzistor contribuie la semnalul de ieșire alternativ cu cîte o semiundă de curent de amplitudine V_o/R_L , iar amplitudinea tensiunii la ieșire este V_o , puterea în sarcină va fi dată de relația

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = K^2 \frac{\frac{V_{CC}^2}{2}}{2R} = \frac{K^2 V_{CC}^2}{8R_L}. \quad (3.47)$$

În această relație s-a introdus mărimea

$$K = \frac{V_o}{\frac{V_{CC}}{2}}, \quad (3.48)$$

definită drept *coeficientul de utilizare al tensiunii de alimentare*.

Ținînd cont că valoarea maximă teoretică a coeficientului de utilizare al tensiunii de alimentare este

$$K_{Mteoretic} = 1$$

din relația 3.47 se obține direct valoarea teoretică maximă a puterii în sarcină:

$$P_{omax} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \quad (3.49)$$

În realitate, din cauza tensiunii de saturație a tranzistoarelor finale coeficientul de utilizare al tensiunii de alimentare este întotdeauna subunitar, avînd uzual o valoare maximă:

$$K_M = 0,8 \dots 0,9.$$

Trebuie observat că plasarea lui K_M în acest interval de valori depinde de mărimea coeficientului de distorsiuni al semnalului de la ieșire: valorile mari ale lui K_M corespund unui coeficient de distorsiuni mai ridicat.

Pentru o aplicație dată utilizatorul poate estima valoarea maximă a coeficientului de utilizare al tensiunii de alimentare folosind relația evidentă

$$K_M = 1 - \frac{2V_{CEsat}}{V_{CC}} \quad (3.50)$$

Valoarea tensiunii de saturație V_{CEsat} rezultă din figura 3.33.

De regulă ținând cont de gama de valori pentru K_M specificată anterior, pentru determinarea puterii maxime care poate fi obținută într-o sarcină R_L și la o tensiune de alimentare V_{CC} date se utilizează următoarea relație

$$P_{omax,real} = (0,65 \dots 0,8) P_{omax}$$

Dacă se neglijează curentul absorbit în absența semnalului componenta continuă I_C , absorbită de la sursa de alimentare, corespunde valorii medii a unui puls semisinusoidal de curent:

$$I_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_o \sin \omega t}{R_L} d(\omega t) = \frac{V_o}{\pi R_L} = \frac{KV_{CC}}{2\pi R_L} \quad (3.51)$$

Puterea P_{CC} absorbită de la sursa de alimentare rezultă

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_C = \frac{KV_{CC}^2}{2\pi R_L} \quad (3.52)$$

Puterea disipată medie P_D se obține imediat:

$$P_D = P_{CC} - P_o;$$

înlocuind cu expresiile 3.47, 3.49, 3.52

$$P_D = \frac{KV_{CC}^2}{8R_L} \left(\frac{4}{\pi} - K \right)$$

sau

$$P_D = P_{omax} \left(\frac{4K}{\pi} - K^2 \right) \quad (3.53)$$

Randamentul η , al etajului în clasă B este dat de

$$\eta = \frac{P_o}{P_{CC}} = K \frac{\pi}{4} = 0,785 K. \quad (3.54)$$

Din relațiile anterioare se observă că puterea absorbită de la sursa de alimentare variază direct proporțional cu K , în timp ce puterea disipată depinde neliniar de K .

Valoarea maximă a puterii disipate se obține pentru acea valoare a lui K , pentru care se anulează derivata:

$$dP_D/dK = 0$$

$$K_{max} = \frac{2}{\pi} = 0,64 \quad (3.55)$$

Înlocuind valoarea K_{max} în 3.52 și 3.53 se obține

$$P_{Dmax} = \frac{1}{2\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \simeq \frac{V_{CC}^2}{20E_L}, \quad (3.56)$$

respectiv

$$P_{Dmax} = \frac{4}{\pi^2} P_{omax} = 0,4 P_{omax} \quad (3.57)$$

Din 3.57 rezultă că un etaj de putere în clasă B ideal poate dezvolta în sarcină o putere utilă maximă.

$$P_{omax} \simeq 2,5 P_{Dmax}. \quad (3.58)$$

Această relație este importantă, deoarece permite utilizatorului stabilirea rapidă a limitei superioare a puterii în sarcină care se poate cere de la un amplificator audio integrat căruia i se cunoaște puterea disipată maxim admisibilă, pentru o temperatură ambiantă dată.

Exemplu. Amplificatorul audio de putere *TBA 790* este încapsulat într-o capsulă de tip *CB 1°8 B*.

Puterea maximă disipată pentru o temperatură ambiantă de 25°C este de $P_{Dmax} = 1 \text{ W}$ (vezi tabelul 3.1). Rezultă că în această capsulă amplificatorul va putea fi utilizat pentru aplicații în care puterea maximă în sarcină nu depășește $2,5 \text{ W}$. La o temperatură ambiantă de 75°C , P_{Dmax} este de $0,5 \text{ W}$ și corespunzător puterea de ieșire maximă scade la $1,25 \text{ W}$.

Din acest exemplu simplu rezultă și drumul pe care trebuie mers pentru a se obține puteri de ieșire cât mai mari; aducerea rezistenței termice cip-ambiant la o valoare cât mai mică fie prin utilizarea de radiatoare convenabile (soluție pentru utilizator) fie prin proiectarea de capsule specifice circuitelor de putere optimizate din punct de vedere al transferului de căldură de la cip spre mediul ambiant (soluție pentru fabricantul circuitului).

Dacă se ia în calcul și puterea disipată de circuitul integrat în absența semnalului de la intrare, atunci relația 3.56 devine

$$P_{Dmax} \simeq \frac{V_{CC}^2}{20R_L} + I_{CO}V_{CC}, \quad (3.59)$$

unde I_{CO} este curenul consumat de amplificator în repaus (vezi figura 3.31).

Deoarece pentru utilizator mărimea de orientare esențială este puterea în sarcină P_o , relațiile deduse anterior se rescriu în funcție de P_o

$$\left. \begin{aligned} P_{CC} &= \frac{4}{\pi} \sqrt{P_o P_{o \max}} \\ P_D &= \frac{4}{\pi} [\sqrt{P_o P_{o \max}} - P_o] \\ \eta &= \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{P_o}{P_{o \max}}} \end{aligned} \right\} \quad (3.60)$$

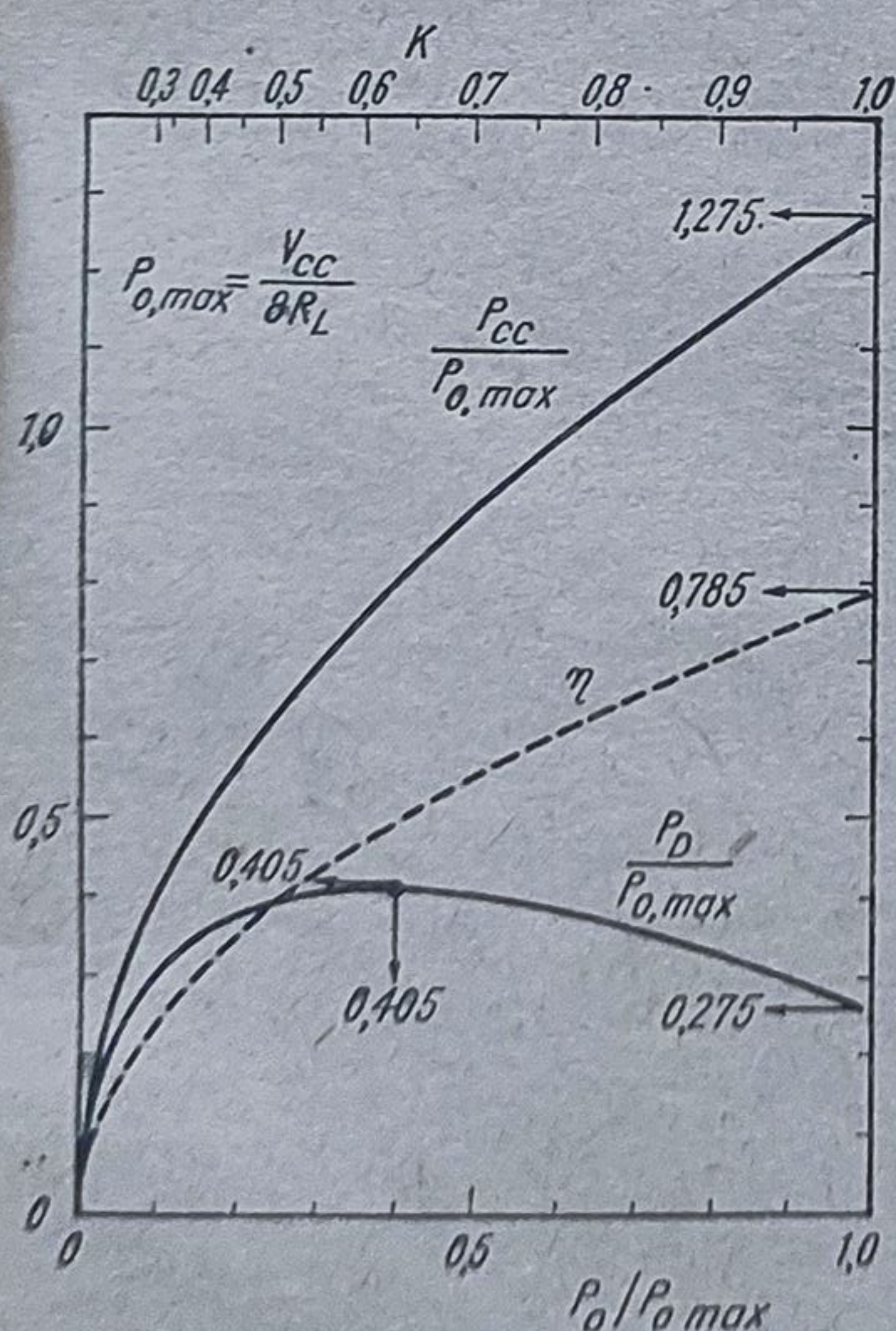
Prezentarea grafică a acestor relații este dată în figura 3.34.

Sarcină cu componentă reactivă^{4,6}

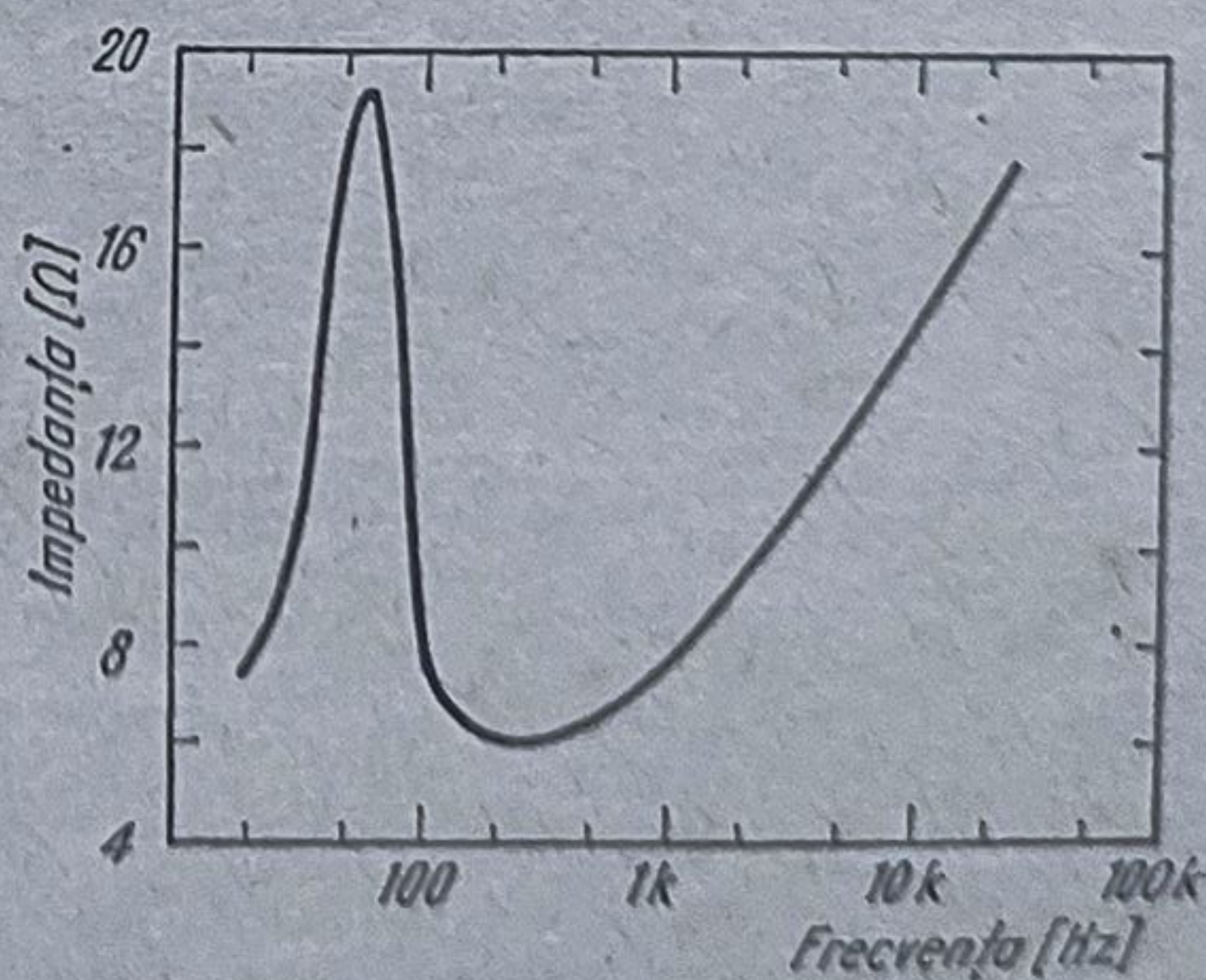
În calculele efectuate anterior s-a presupus că difuzorul este pur rezistiv.

În realitate, după cum rezultă de exemplu din examinarea — vezi figura 3.35 — curbelor de impedanță ale unui difuzor (sau ale unei incinte) impedanța difuzorului variază puternic cu frecvența — în interiorul unui ordin de mărime⁶, iar defazajul poate atinge valori de 70 ... 80°.

Difuzorul se poate considera rezistiv în general numai într-un domeniu restrâns de frecvență, centrat de obicei în jurul frecvenței de 400 Hz. Comportarea reactivă puternică se face simțită la frecvențe apropiate de rezonanța principală a sistemului acustic și în partea superioară a gamei de audio-frecvență.



3.34 Dependența randamentului, a puterii consumate de la sursă (P_{CC}) și a puterii în sarcină (P_L). Toate puterile sînt normate la $P_{o \max}$



3.35 Variația tipică a modulului impedanței pentru un difuzor dinamic.

Pentru o discuție calitativă a implicațiilor pe care le are comportarea reactivă a sarcinii, se vor considera două cazuri extreme: sarcină pur rezistivă și sarcină pur inductivă (defazajul este de 90°).

Urmărind figura 3.36 rezultă că sarcina reactivă constituie o situație defavorabilă din punctul de vedere al puterii disipate de etaj.

Într-adevăr, dacă sarcina este rezistivă, la maximul tensiunii pe sarcină îi corespunde maximul de curent prin sarcină. Pe tranzistorul final în acest punct disipația este nulă (s-a presupus cazul ideal: $V_{CEsat} = 0$).

Fie acum cazul unui defazaj inductiv (curbele v_o și v_{ce} se mută spre stînga față de curba i_o care rămîne ca referință). Se constată că tensiunea pe sarcină devine mai mică, iar tensiunea pe tranzistorul final devine mai mare, astfel că pentru același curent prin sarcină disipația etajului final crește. La limită — pentru un defazaj de 90° — maximului de curent prin sarcină îi corespunde o tensiune v_o nulă și o tensiune v_{ce} maximă, ceea ce corespunde unei disipații maxime pe amplificator și unei disipații nule pe sarcină.

Formularea cantitativă a acestei descrieri calitative se va face presupunînd că între tensiunea de ieșire și curentul de ieșire există un defazaj φ :

$$\left. \begin{aligned} v_o &= V_o \sin(\omega t + \varphi), \\ i_o &= I_o \sin \omega t; \end{aligned} \right\} \quad (3.61)$$

se va nota $R_L = V_o/I_o$.

Utilizînd aceeași metodă de calcul, ca și la sarcina pur rezistivă, se obțin următoarele expresii pentru:

- puterea în sarcină

$$P_o = \frac{K^2 V_{cc}^2}{8R_L} \cos \varphi; \quad (3.62)$$

- puterea maximă teoretică în sarcină ($K = 1$)

$$P_{o\max \varphi} = \frac{V_{cc}^2}{8R_L} \cos \varphi; \quad (3.63)$$

- puterea absorbită de la sursa de alimentare

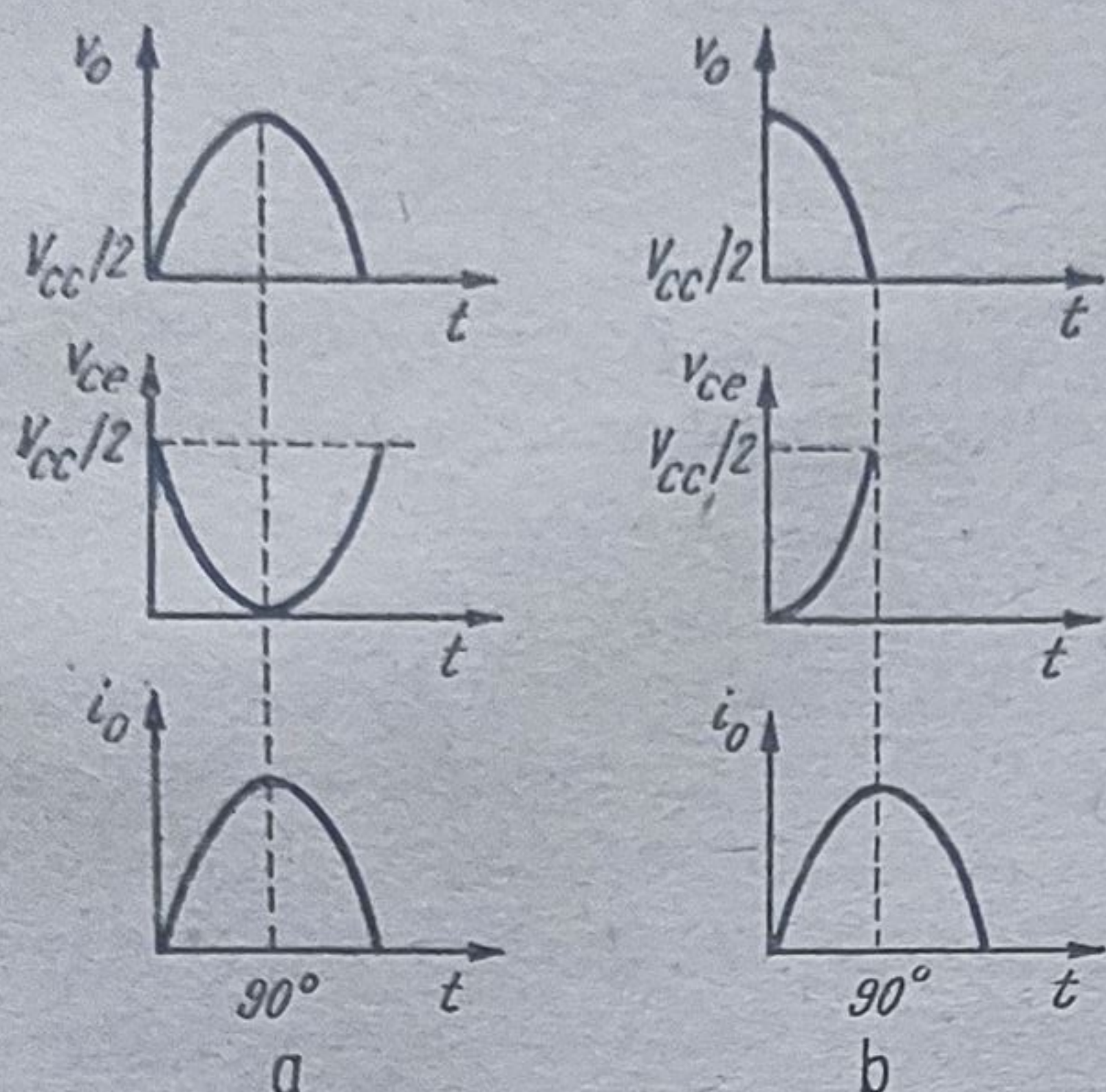
$$P_{cc} = \frac{KV_{cc}^2}{2\pi R_L}; \quad (3.64)$$

- puterea disipată medie

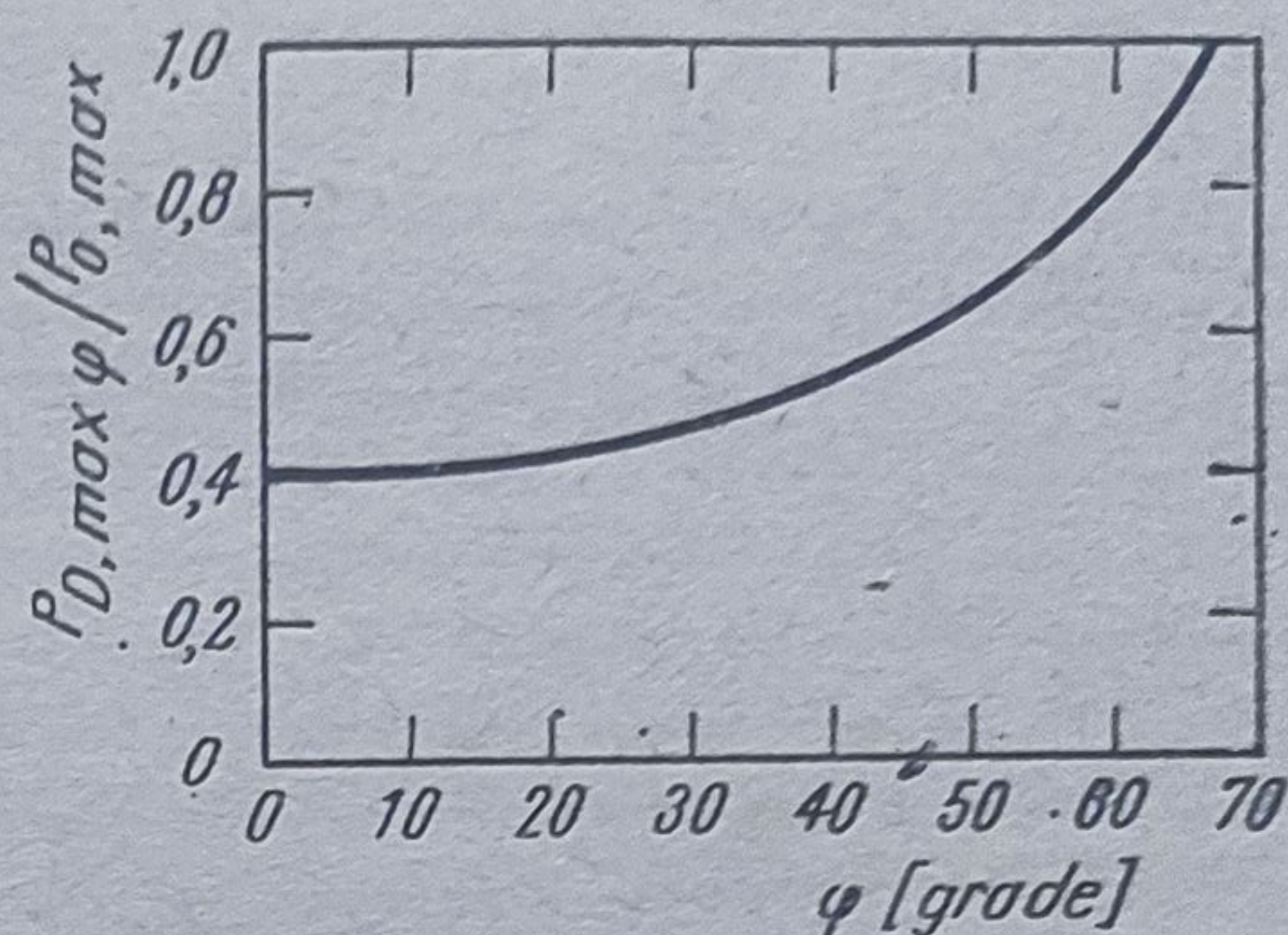
$$P_D = \frac{KV_{cc}^2}{8R_L} \left(\frac{4}{\pi} - K \cos \varphi \right); \quad (3.65)$$

- puterea disipată maximă (se obține pentru $K = \frac{2}{\pi \cos \varphi}$)

$$P_{D\max} = \frac{V_{cc}^2}{2\pi^2 R_L \cos \varphi} \simeq \frac{V_{cc}^2}{20 R_L \cos \varphi}; \quad (3.66)$$



3.36 Formele de undă ale tensiunii pe sarcină v_o , a tensiunii pe tranzistorul de ieșire v_{ce} și a curentului prin sarcină i_o pentru o sarcină rezistivă (a) și pentru o sarcină inductivă (b).



3.37 Influența unghiului de defazaj al sarcinii, φ , asupra puterii disipate maxime.

● randamentul

$$\eta = \frac{\pi}{4} K \cos \varphi \simeq 0,785 K \cos \varphi \quad (3.67)$$

Din expresiile 3.56 și 3.66 rezultă relația fundamentală care dă raportul dintre puterea maximă disipată de amplificatorul care lucrează pe o sarcină cu componentă reactivă și puterea maximă într-o sarcină rezistivă:

$$\frac{P_{Dmax\varphi}}{P_{o max}} = \frac{4}{\pi^2 \cos \varphi} \approx \frac{0,4}{\cos \varphi}. \quad (3.68)$$

Reprezentarea grafică a acestei relații este dată în figura 3.37.

Se observă că, de exemplu, pentru un defazaj $\varphi = 60^\circ$ care în practică poate surveni curent, puterea disipată de amplificatorul audio este de două ori mai mare decât puterea disipată în aceleași condiții, dar pentru o sarcină rezistivă. Acest exemplu arată ce limitare severă poate să constituie pentru amplificator funcționarea pe sarcini cu componente reactive.

Totuși, în practică, situația nu este chiar atât de critică deoarece în general amplificatorul lucrează relativ rar și pe durate scurte la o valoare egală sau apropiată de puterea maximă de ieșire. În plus, radiatorul extern preia (și netezește) vîrfurile de putere disipată, avînd în general o capacitate termică suficientă.

În orice caz, pentru a evita distrugerea amplificatorului în timpul funcționării prin depășirea valorii maxime admisibile a puterii disipate, la proiectarea radiatorului extern trebuie luat în considerare și defazajul introdus de sarcină.

3.5. Evacuarea căldurii disipate

Funcționarea circuitului integrat, amplificator audio de putere, în condiții termice defavorabile, are ca rezultat limitarea prematură a semnalului, scăderea treptată a amplitudinii acestuia, declanșarea protecției termice sau în absența ei distrugerea amplificatorului.

Este deci evidentă cerința ca proiectarea sistemului de răcire (a radiatorului) să fie cât mai corectă și ca mărimile care se iau în calcul să caracterizeze cât mai realist regimul cel mai defavorabil de funcționare.

Transferul căldurii din interiorul circuitului spre mediul ambiant se face prin conducție, convecție și radiație. Evacuarea căldurii prin conducție are loc de la cip la capsulă și de la capsulă la radiator și este caracterizată de rezistența termică joncțiune-capsulă $R_{th,j-c}$ și capsulă-radiator $R_{th,c-r}$.

Transferul de căldură de la capsulă și radiator spre mediul ambiant se realizează preponderent prin convecție și neglijabil prin radiație. Transferul prin convecție reprezintă de obicei partea cea mai importantă și este determinat de forma suprafeței capsulei și radiatorului, de natura mediului ambiant de caracterul curgerii agentului de răcire — turbulent sau laminar — și de diferența de temperatură între suprafață și mediul ambiant. Transferul prin radiație este determinat în esență de suprafața radiatorului și de puterea de radiație (emisivitatea) materialului folosit pentru radiator.

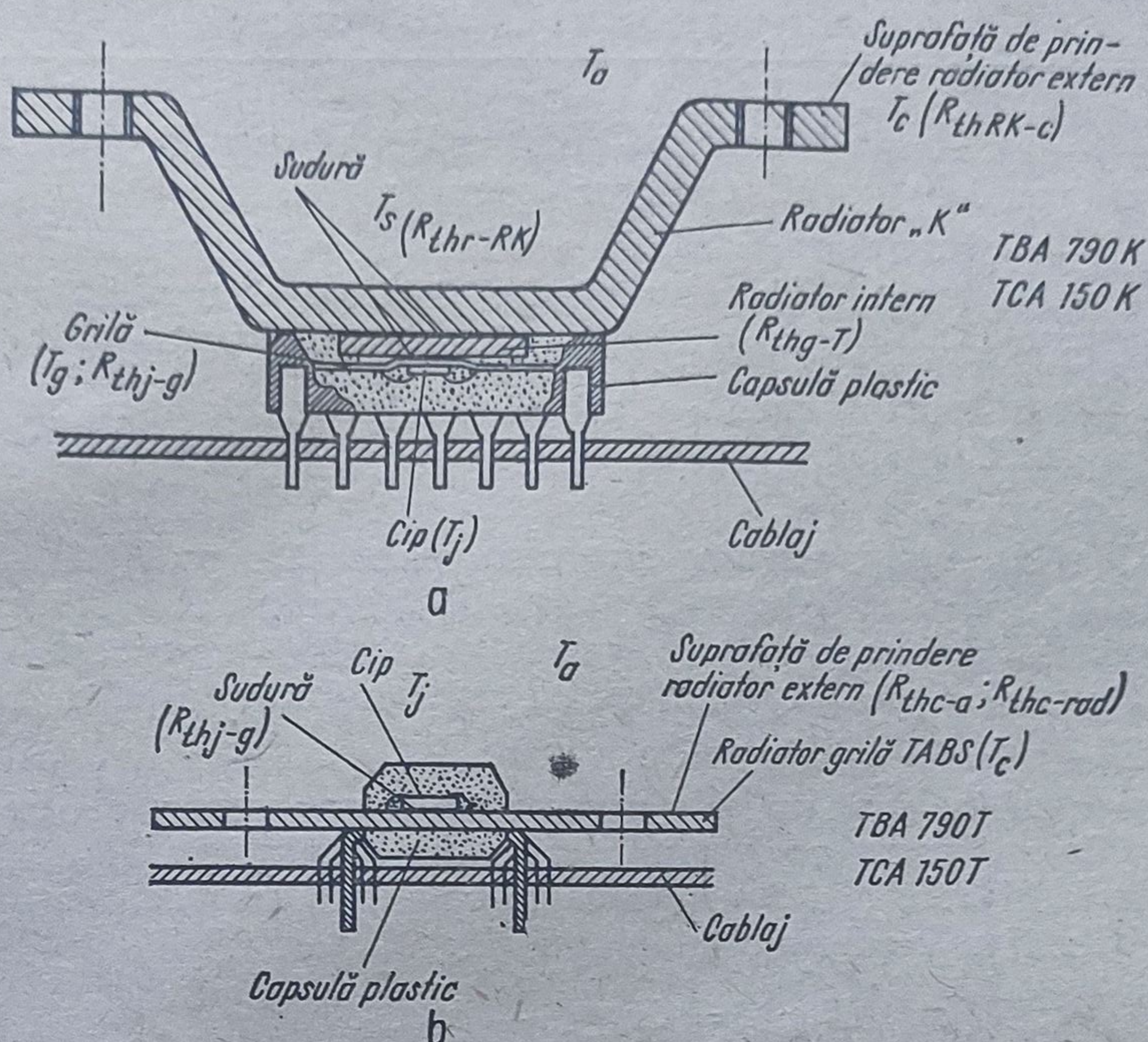
Caracterizarea globală a transferului de căldură de la capsulă și radiator spre mediul ambiant este dată de rezistența termică radiator-ambiant $R_{th,r-a}$ și rezistența termică capsulă-ambiant $R_{th,c-a}$.

Structura de detaliu a capsulelor CB 99 (*TBA 790K*, *TCA 150K*) și CB 155 (*TBA 790T*, *TCA 150T*) este dată în figura 3.38. În această figură se pun în evidență elementele care contribuie la transferul de căldură de la cip la mediul ambiant.

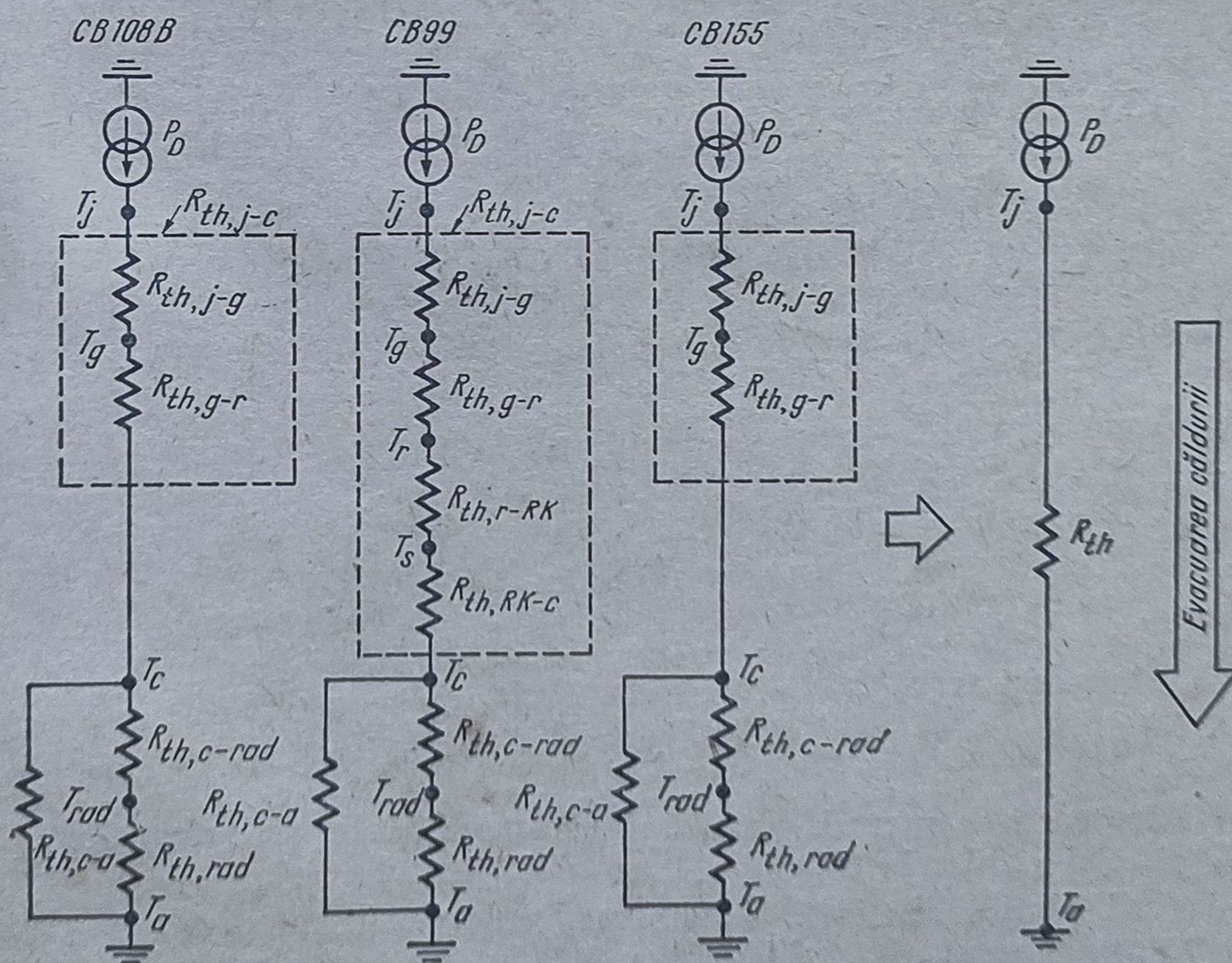
Circuitul echivalent care modelează transferul de căldură este dat în figura 3.39, presupunând un regim termic staționar, deci o valoare constantă independentă de timp a fluxului termic.

Notațiile utilizate au următoarele semnificații:

- T_j — temperatura joncțiunii (a cipului);
- T_g — temperatura grilei (suportului) pe care este lipit cipul;
- T_r — temperatura radiatorului intern;
- T_s — temperatura aliajului de sudură SnPb la interfața dintre radiatorul intern și radiatorul de tip K;
- T_{rad} — temperatura radiatorului exterior;
- T_a — temperatura ambiantă;
- P_D — puterea disipată în structură (cip);
- $R_{th,j-g}$ — rezistența termică între joncțiune (cip) și grilă;
- $R_{th,g-r}$ — rezistența termică între grilă și radiatorul intern (la capsulele CB 108 B și CB 99) și respectiv aripioare (la capsula CB 155);
- $R_{th,r-RK}$ — rezistența termică a aliajului de lipire (SnPb) dintre radiatorul intern și radiatorul de tip K (aproximativ 0,25°C/W);



3.38 Detalii ale capsulelor CB 99 (a)–sufix K–și CB 155 (b)–sufix T–care caracterizează transferul de căldură de la cip la mediul ambiant:



3.39 Schema echivalentă pentru transferul de căldură.

$R_{th, RK-C}$ — rezistența termică a radiatorului de tip K pînă la punctul de prindere pe alt radiator extern);

$R_{th, c-rad}$ — rezistența termică de prindere a radiatorului de tip K cu un radiator exterior ce urmează a fi atașat, sau rezistența termică a unui eventual izolant electric folosit la prindere;

$R_{th, rad}$ — rezistența termică a radiatorului exterior care se atașează capsulei.

Valorile rezistențelor termice care caracterizează capsula sînt înglobate în mărimea $R_{th, j-c}$ a cărei valoare este dată de fabricant. Această rezistență termică caracterizează capsula din punct de vedere termic de la cip la punctul de fixare al capsulei pe un radiator exterior folosit de către utilizator, în raport cu aplicația proiectată.

Pentru cazul în care nu este necesară atașarea unui radiator exterior se indică valoarea rezistenței termice joncțiune-ambiant $R_{th, j-a}$. Folosind datele din tabelele 3.1 și 3.2 se poate calcula imediat rezistența termică capsulă-ambiant, în conformitate cu relația:

$$R_{th, c-a} = R_{th, j-a} - R_{th, j-c} \quad (3.69)$$

Rezultă:

$$\text{pentru } \left\{ \begin{array}{l} TBA \ 790 \\ TBA \ 790K, \ TCA \ 150K \\ TBA \ 790T, \ TCA \ 150T \end{array} \right\} R_{th, c-a}^{(max)} = \begin{cases} 75^\circ\text{C/W} \\ 45^\circ\text{C/W} \\ 70^\circ\text{C/W} \end{cases} \quad (3.70)$$

Caracteristicile termice ale capsulelor $CB \ 99$, $CB \ 108B$ și $CB \ 155$ sînt date în tabelele 3.1 și 3.2.

3.6. Parametri

3.6.1. Mărimi caracteristice

Mărimile care caracterizează amplificatoarele audio de putere $TBA \ 790$ și $TCA \ 150$ sînt date în tabelul 3.1, respectiv tabelul 3.2.

Valorile limită absolută trebuie respectate strict, deoarece depășirea lor provoacă fenomene distructive ireversibile în structura circuitului integrat, determinînd de obicei defectarea sa catastrofică.

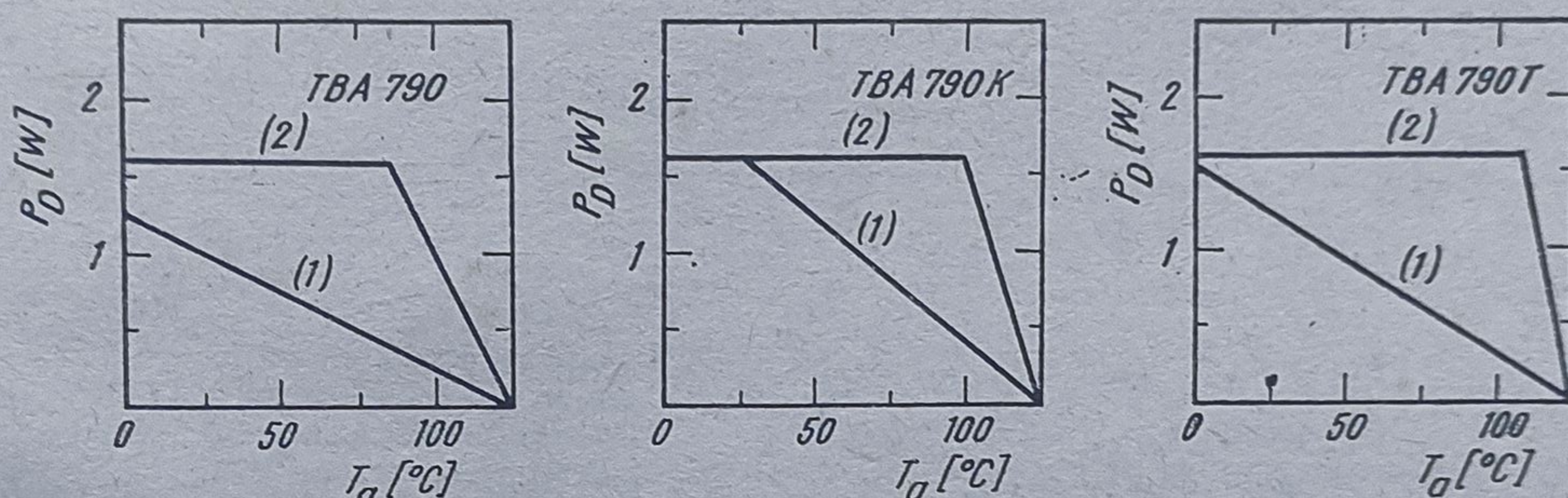
Tabelul 3.1

TBA 790, TBA 790K, TBA 790T

Amplificatoare audio de putere

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

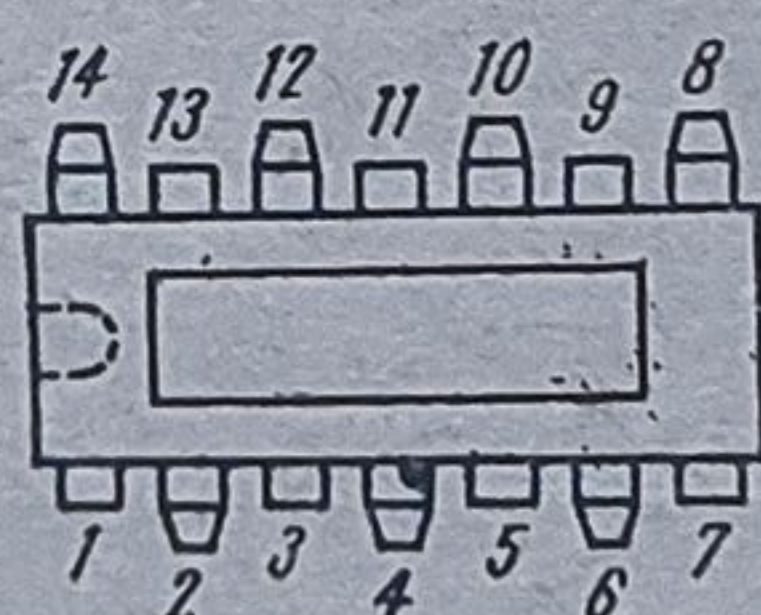
Tensiunea de alimentare	15 V
Curentul de vîrf la ieșire	1,5 A
Puterea disipată maximă	vezi curbele
Temperatura maximă a joncțiunii	+125°C
Gama temperaturilor de funcționare	-25°C ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-25°C ... 125°C



(1) Fără radiator exterior $R_{th,j-a}$; (2) Cu radiator infinit $R_{th,j-c}$

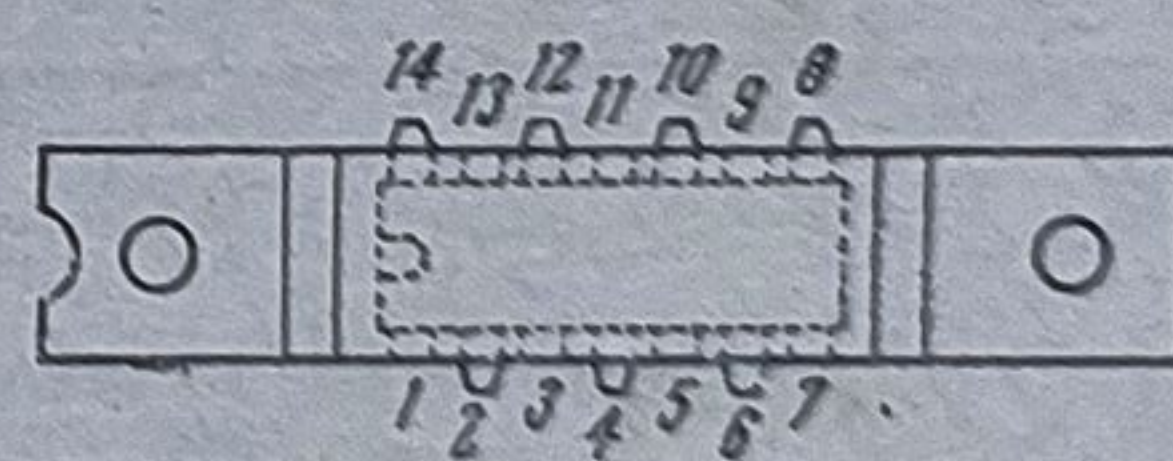
CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TBA 790

Capsulă CB 108 B -
vedere de sus

1. Boot-strap
2. Neconectat
3. Compensare de frecvență
4. Neconectat
5. Reacție
6. Neconectat
7. Intrare

TBA 790K

Capsulă CB 99
vedere de sus

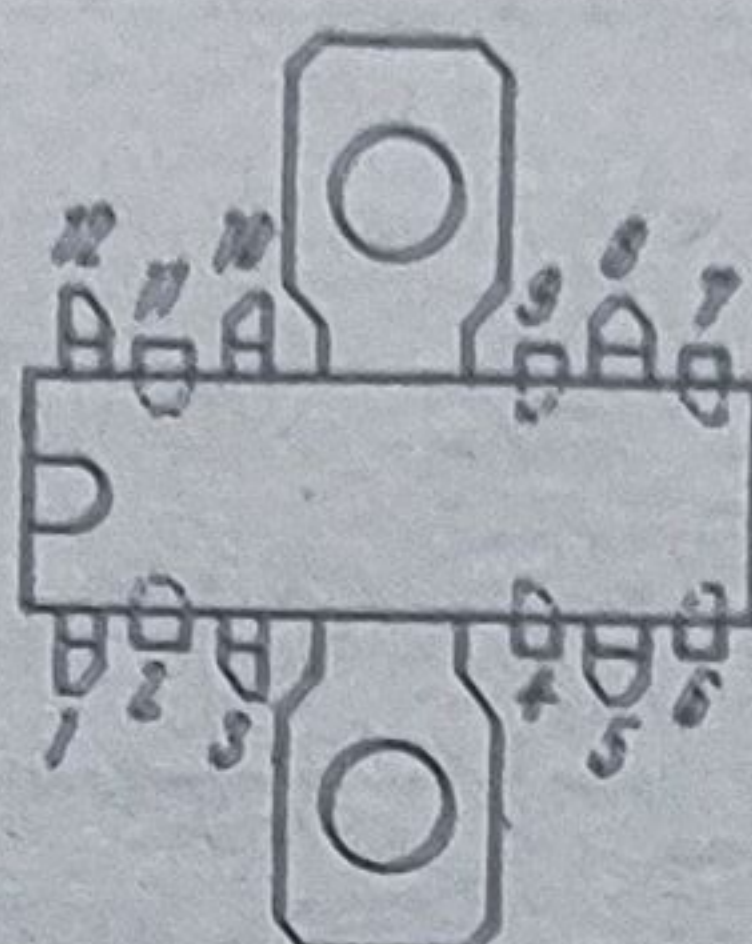
8. Masă preamplificator
9. Neconectat
10. Masă amplificator
11. Neconectat
12. Ieșire
13. Neconectat
14. +Vcc

Notă: Radiatorul intern (capsula CB 108B) și radiatorul extern (capsula CB 99) sînt conectate prin construcție la masa preamplificatorului.

Tabelul 3.1 (continuare)

TBA 790, TBA 790K, TBA 790T

TBA 790T

Capsulă CB 155
vedere de sus

- | | |
|----------------------------|------------------------------|
| 1. $+V_{CC}$ | 7. Decuplare preamplificator |
| 2. Neconectat | 8. Intrare |
| 3. Neconectat | 9. Masa preamplificatorului |
| 4. Boot-strap | 10. Masa amplificatorului |
| 5. Compensare de frecvență | 11. Neconectat |
| 6. Reacție | 12. Ieșire |

Notă: Aripioarele de răcire (TABS) sînt conectate prin construcție la masa preamplificatorului.

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unitate
Tensiunea de alimentare	V_{CC}		6		14	V
Curentul de polarizare al intrării	I_I			50	300	nA
Tensiunea de ieșire	V_o	$V_I = 0$ $V_{CC} = 6\text{V}$	2,5	2,9	3,3	V
		$V_I = 0$ $V_{CC} = 9\text{V}$	4,2	4,5	4,8	V
		$V_I = 0$ $V_{CC} = 12\text{V}$	5,7	6	6,3	V
		$V_I = 0$ $V_{CC} = 14\text{V}$	6,5	7	7,5	V
Curentul de alimentare în repaus	I_{CO}	$V_I = 0$ $V_{CC} = 6\text{V}$		3		mA
		$V_I = 0$ $V_{CC} = 9\text{V}$		6		mA
		$V_I = 0$ $V_{CC} = 12\text{V}$		9		mA
		$V_I = 0$ $V_{CC} = 14$		11		mA
Rezistența de intrare	R_i			50		MΩ

Tabelul 3.1. (continuare)

TBA 790, TBA 790K, TBA 790T

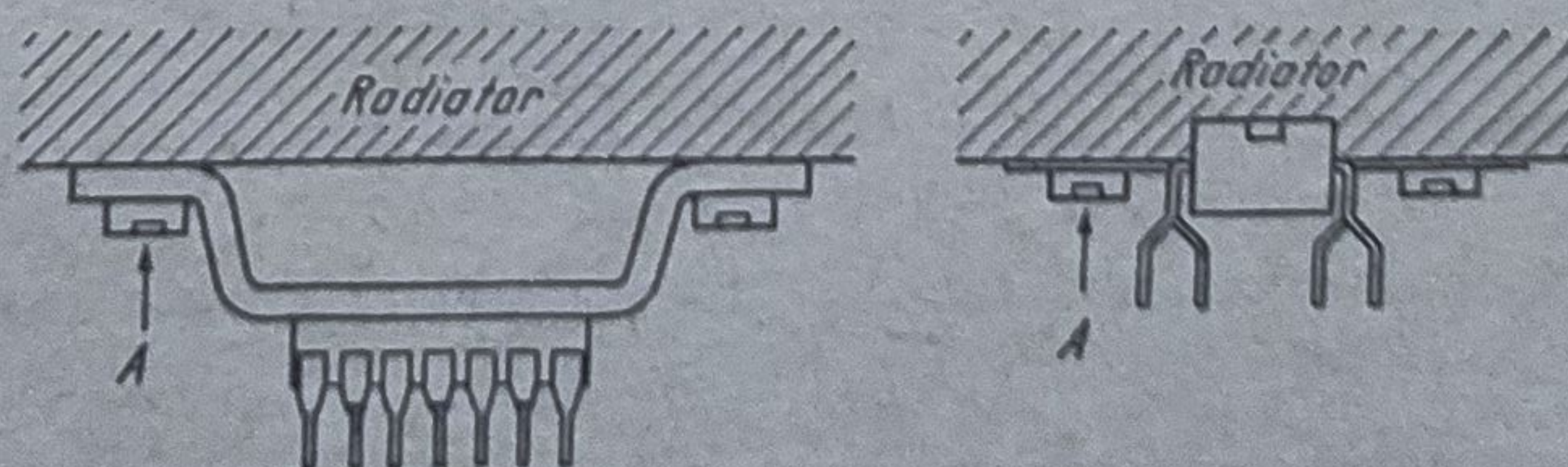
Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max	Unitate.
Amplificarea în tensiune	a_v	$V_{CC} = 9V, R_L = 8\Omega$ $R_E = 39\Omega$, $P_o = 500 \text{ mW}$, $f = 1 \text{ kHz}$	43	46	49	dB
Tensiune de zgomot		$V_{CC} = 9 \text{ V}, R_L = 8\Omega$ $R_G = 10k\Omega$ $B = 200\text{Hz} \dots 12\text{kHz}$			20	μV
Coeficient de distorsiuni	δ	$V_{CC} = 9V, R_L = 8 \Omega$ $f = 1\text{kHz}$, $P_o = 10 \text{ mW}$ $R_E = 39 \Omega$		1		%
Coeficient de distorsiuni	δ	$R_L = 8 \Omega, f = 1 \text{ kHz}$ $P_o = 0,5W, R_E = 39\Omega$		0,5		%
TBA 790 TBA 790K,T		$V_{CC} = 9V$ $V_{CC} = 12V$				
Puterea de ieșire	P_o	$R_L = 4\Omega, f = 1 \text{ kHz}$ $\delta = 10\%, R_E = 39 \Omega$				
TBA 790 TBA 790K,T		$V_{CC} = 9 \text{ V}$ $V_{CC} = 12 \text{ V}$	1,7 2,5			W W

Notă: Acești parametri sînt măsurați în circuitul de test din figura 3.40.

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	TBA 790 TBA 790K TBA 790T	$R_{th,j-a}$ (max)	100 60 80	$^{\circ}\text{C/W}$ $^{\circ}\text{C/W}$ $^{\circ}\text{C/W}$
Rezistența termică joncțiune-capsulă*	TBA 790 TBA 790K TBA 790T	$R_{th,j-c}$ (max)	25 15 10	$^{\circ}\text{C/W}$ $^{\circ}\text{C/W}$ $^{\circ}\text{C/W}$

* Se măsoară între joncțiune și punctul A de fixare al unui radiator extern.



Tabelul 3.2.

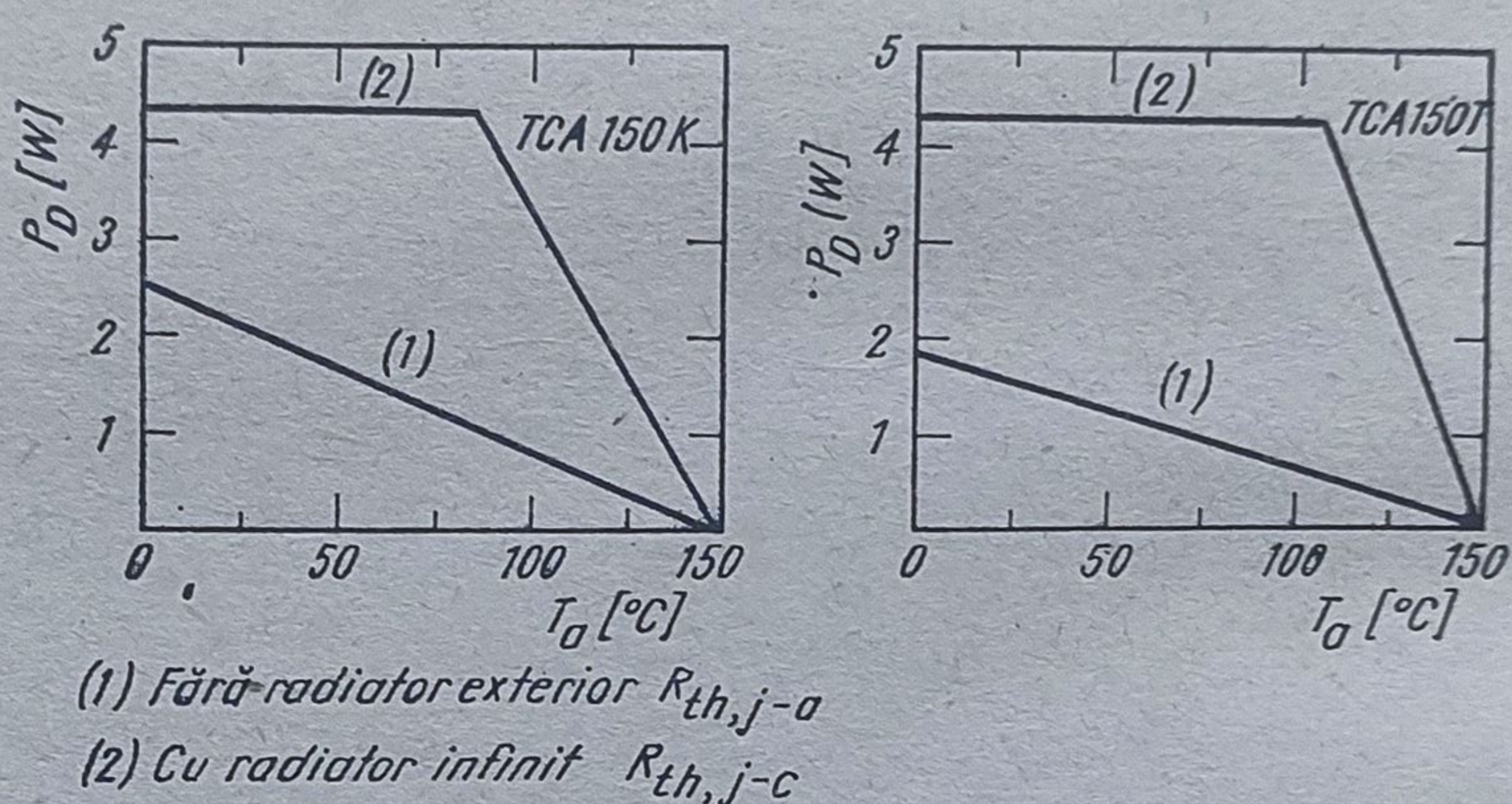
TCA 150K, TCA 150T

Amplificatoare audio de putere

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

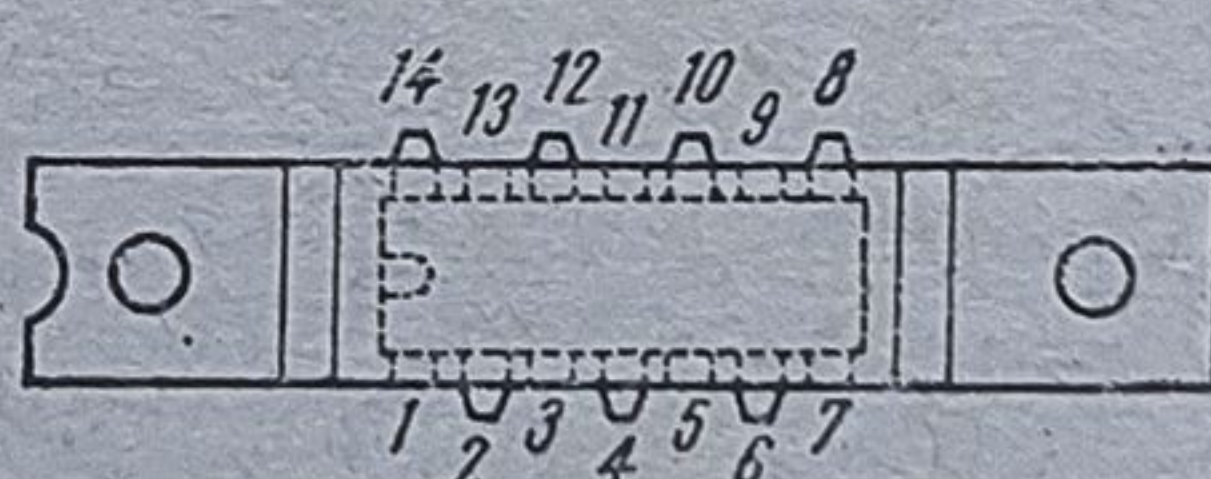
Tensiunea de alimentare
Curentul de vârf la ieșire
Puterea disipată maximă
Temperatura maximă a joncțiunii
Gama temperaturilor de funcționare
Gama temperaturilor de stocare

18 V
2,3 A
vezi curbele
150°C
-25°C ... 70°C
-25°C ... 125°C



CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TCA 150 HK



Capsulă CB 99
vedere de sus

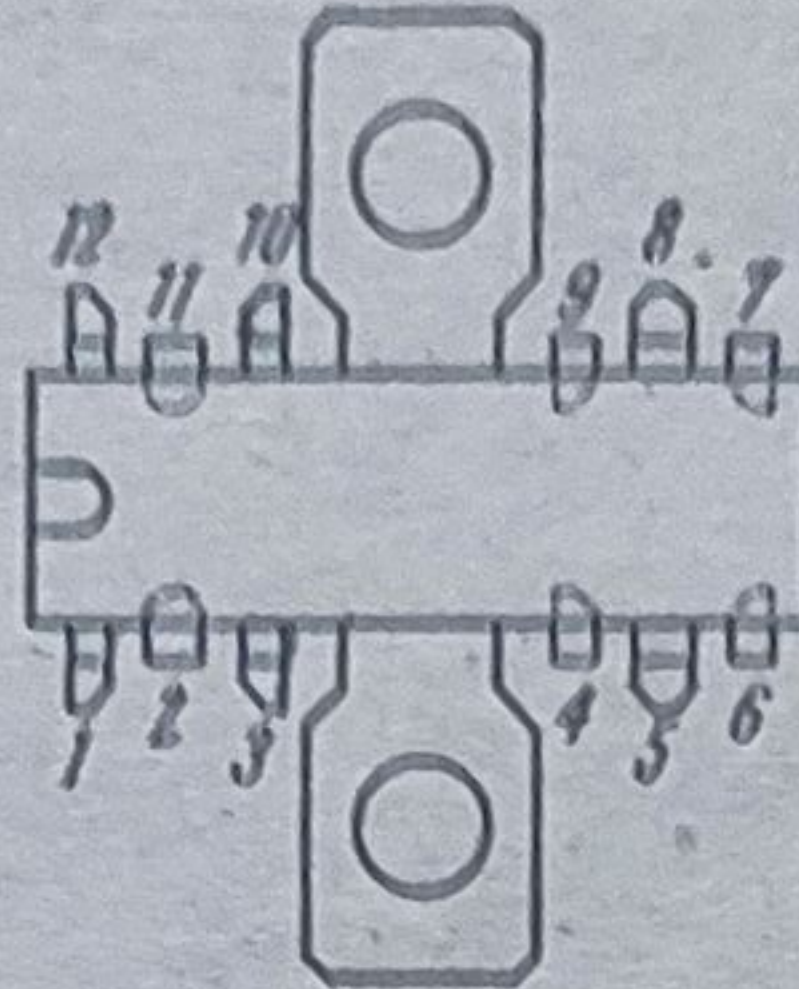
- | | |
|------------------------------|-------------------------|
| 1. Boot-strap | 8. Masă preamplificator |
| 2. Decuplare preamplificator | 9. Neconectat |
| 3. Compensare de frecvență | 10. Masă amplificator |
| 4. Neconectat | 11. Neconectat |
| 5. Reacție | 12. Ieșire |
| 6. Neconectat | 13. Neconectat |
| 7. Intrare | 14. +V _{cc} |

Notă: Radiatorul extern este conectat prin construcție la masa preamplificatorului.
Atenție: Nu se recomandă utilizarea amplificatorului TCA 150K pentru proiecte noi.

Tabelul 3.2 (continuare)

TCA 150K, TCA 150T

TCA 150T

capsula CB 155
vedere de sus

- | | |
|----------------------------|------------------------------|
| 1. $+V_{CC}$ | 7. Decuplare preamplificator |
| 2. Neconectat | 8. Intrare |
| 3. Neconectat | 9. Masa preamplificatorului |
| 4. Boot-strap | 10. Masa amplificatorului |
| 5. Compensare de frecvență | 11. Neconectat |
| 6. Reacție | 12. Ieșire |

Notă: Aripioarele de răcire (TABS) sînt conectate prin construcție la masa preamplificatorului

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Sîmbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de alimentare	V_{CC}		6		18	V
Curentul de polarizare al intrării	I_I			50	300	nA
Tensiunea de ieșire	V_O	$V_I = 0 \quad V_{CC} = 9 \text{ V}$	4,2	4,5	4,8	V
		$V_I = 0 \quad V_{CC} = 12 \text{ V}$	5,7	6	6,3	V
		$V_I = 0 \quad V_{CC} = 14 \text{ V}$	6,5	7	7,5	V
Curentul de alimentare în repaus	I_{CO}	$V_I = 0 \quad V_{CC} = 9 \text{ V}$		7		mA
		$V_I = 0 \quad V_{CC} = 12 \text{ V}$		11		mA
		$V_I = 0 \quad V_{CC} = 14 \text{ V}$		13		mA
Rezistența de intrare	R_i			50		M Ω
Amplificarea în tensiune	a_v	$V_{CC} = 14 \text{ V},$ $R_L = 4 \Omega,$ $R_E = 39 \Omega,$ $P_O = 500 \text{ mW}$ $f = 1 \text{ kHz}$	43	46	49	dB

Tabelul 3.2 (continuare)
TCA 150K, TCA 150T

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de zgomot		$V_{CC} = 14 \text{ V}$, $R_L = 4\Omega$ $R_G = 10 \text{ k}\Omega$ $B = 200 \text{ Hz} \dots 12\text{kHz}$			20	μV
Coeficientul de distorsiuni	δ	$V_{CC} = 14 \text{ V}$, $R_L = 4\Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$, $P_O = 50 \text{ mW}$ $R_E = 39 \Omega$		1		%
		$V_{CC} = 14 \text{ V}$, $R_L = 4 \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$, $P_O = 0,5 \text{ W}$ $R_E = 39\Omega$		0,5		%
Puterea de ieșire	P_O	$V_{CC} = 14 \text{ V}$, $R_L = 4\Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$, $\delta = 10\%$ $R_E = 39\Omega$		4,5	5	W

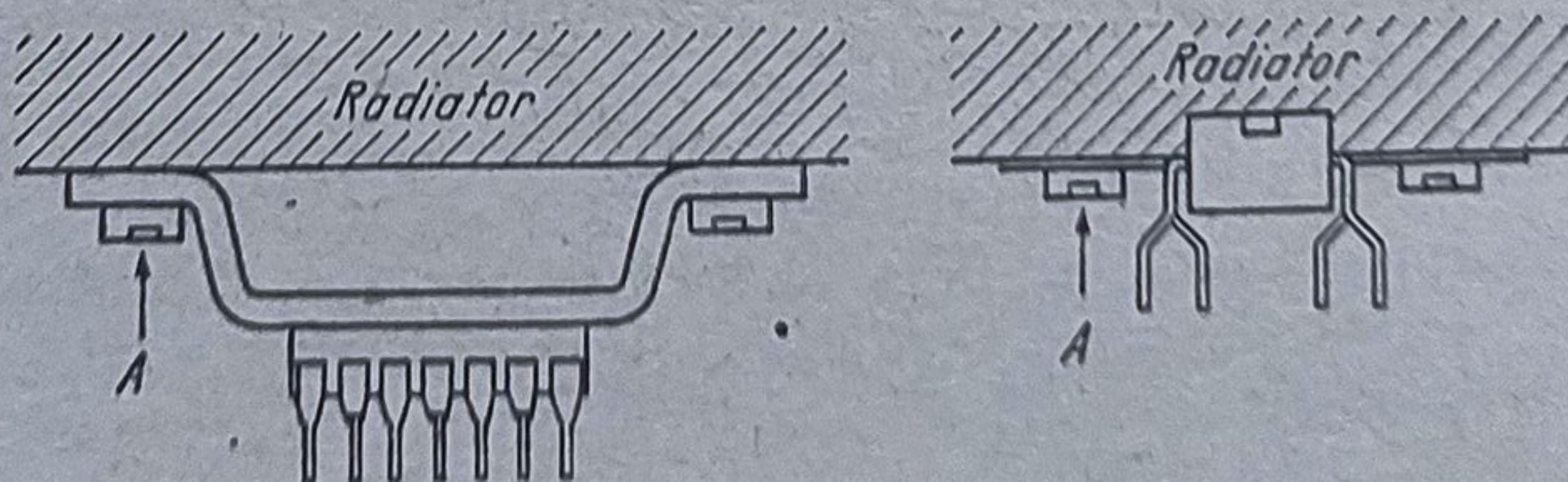
Notă: Acești parametri sînt măsurați în circuitul de test din figura 3.40.

TCA 150K, TCA 150T

CARACTERISTICI TERMICE

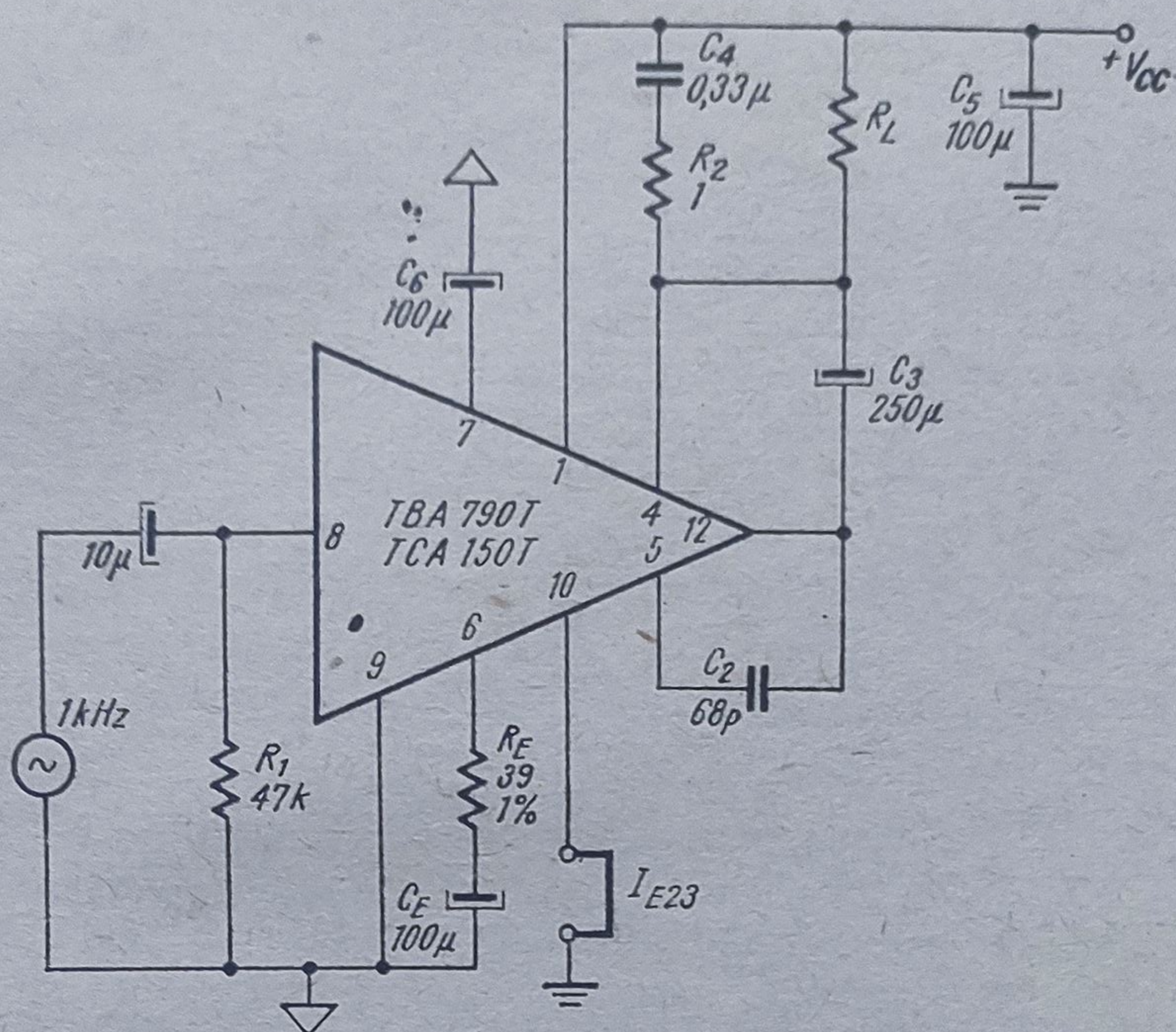
Rezistența termică joncțiune-ambient	TCA 150K	$R_{th,j-a}$	60	$^{\circ}\text{C/W}$
	TCA 150T	(max)	80	$^{\circ}\text{C/W}$
Rezistența termică joncțiune-capsulă*	TCA 150K	$R_{th,j-c}$	15	$^{\circ}\text{C/W}$
	TCA 150T	(max)	10	$^{\circ}\text{C/W}$

* Se măsoară între joncțiune și punctul A de fixare al unui radiator extern.



B.6.2. Măsurări la fabricant

Caracteristicile electrice din tabelul 3.1 pentru TBA 790 și din tabelul B.2 pentru TCA 150 sînt verificate la IPRS-BĂNEASA prin măsurări pentru fiecare circuit integrat, cu ajutorul montajului prezentat în figura 3.40, în



3.40 Circuitul de măsură a caracteristicilor funcționale pentru amplificatoarele audio TBA 790 T și TCA 150 T.

condițiile specificate în aceste tabele. Toleranțele componentelor pasive din circuitul de test trebuie să fie de cel mult $\pm 5\%$.

a) *Caracteristicile statice* ale amplificatoarelor audio TBA 790 și TCA 150 sînt măsurate pentru fiecare piesă a lotului de fabricație.

- curenții de polarizare se măsoară în absența semnalului de intrare pe terminalul 7 (sau 8, în funcție de capsulă). Valoarea lui este independentă de tensiunea de alimentare;
- curenții de alimentare se măsoară în condițiile specificate în tabelul 3.1 și respectiv 3.2, în absența semnalului de intrare, pe borna notată V_{cc} din figura 3.40;
- curenții de repaus al tranzistoarelor de ieșire, măsurat pe terminalul 10 față de masă (I_{23} din figura 3.40) cu condiția $V_{cc} = 12\text{ V}$ și în absența semnalului de intrare este în general cuprins între 3 ... 8 mA, în funcție de tipul de circuit (TBA 790 sau TCA 150);
- tensiunea de ieșire măsurată în montajul din figura 3.40 pe terminalul 12 și în absența semnalului de intrare are valorile specificate în tabelul 3.1 sau 3.2.

b) *Amplificarea în tensiune* a circuitului integrat se exprimă în dB și este calculată cu relația:

$$a_v = 20 \log \frac{V_{12ef}}{V_{ief}} [\text{dB}],$$

unde:

V_{12ef} este valoarea tensiunii eficace a semnalului sinusoidal cu frecvența de 1 kHz, măsurată la ieșirea amplificatorului (terminalul 12);

V_{ief} — valoarea tensiunii eficace a semnalului sinusoidal de 1 kHz, aplicat la intrarea amplificatorului (terminalul 7 sau 8, în funcție de capsulă), astfel ca $P_o = 0,5 \text{ W}$.

Valoarea nominală a amplificării este dată de (vezi § 3.3.2).

$$a_v = 20 \log \left(1 + \frac{R_{10}}{R_E} \right) = 46,2 \text{ dB}.$$

Limitele de măsură sînt fixate la $46 \pm 3 \text{ dB}$. Piese se măsoară bucătă cu bucătă.

c) *Distorsiuni armonice*. Se măsoară pentru fiecare piesă folosind montajul din figura 3.40.

Circuitul se alimentează în condițiile specificate în tabelul 3.1 (TBA 790) sau în tabelul 3.2 (TCA 150).

La intrare se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și distorsiuni mici ($\delta < 0,1 \%$). Amplitudinea V_o a semnalului măsurat pe rezistența de sarcină R_L se reglează din valoarea semnalului de intrare astfel:

TBA 790

pentru $R_L = 8 \Omega$ și $P_o = 10 \text{ mW}$ $V_o = 200 \text{ mV}_{ef}$;

pentru $R_L = 8 \Omega$ și $P_o = 0,5 \text{ W}$ $V_o = 2 \text{ V}_{ef}$;

TCA 150

pentru $R_L = 4 \Omega$ și $P_o = 50 \text{ mW}$ $V_o = 447 \text{ mV}_{ef}$;

pentru $R_L = 4 \Omega$ și $P_o = 0,5 \text{ W}$ $V_o = 1,41 \text{ V}_{ef}$.

Pentru fiecare caz valoarea distorsiunilor armonice se măsoară separat cu ajutorul unui distorsiometru.

d) *Puterea maximă la ieșire*. Măsurările se realizează cu ajutorul montajului din figura 3.40 pentru fiecare circuit integrat.

Amplitudinea semnalului de intrare se fixează astfel ca puterea în rezistența de sarcină să corespundă valorilor specificate în tabelul 3.1 sau 3.2.

În aceste condiții se măsoară distorsiunile armonice ale semnalului de ieșire din amplificator cu ajutorul unui distorsiometru. Valoarea măsurată a coeficientului de distorsiuni (δ) armonice trebuie să satisfacă inegalitatea

$$\delta \leq 10\%.$$

c) *Tensiunea de zgomot.* Se măsoară prin prelevare asupra fiecărui lot de fabricație, fiind o măsurare complexă și de durată. În principiu amplificatorul este montat într-un lanț de amplificare realizat cu tranzistoare de zgomot redus. Sursa de zgomot este o rezistență $R_g = 10 \text{ k}\Omega$ montată la intrarea circuitului integrat. Banda de frecvență în care se face măsurarea este 200 Hz ... 12 kHz. Tensiunea de zgomot se măsoară la ieșirea lanțului de amplificare și apoi se raportează la intrare cunoscând amplificarea lanțului.

3.6.3. Măsurări la utilizator

Dacă utilizatorul are la dispoziție aparatura necesară (sursă, oscilator, distorsiometru, osciloscop, voltmetru de c.c. și c.a.) poate verifica cu ușurință parametrii principali ai amplificatorului audio integrat.

De obicei se dispune însă de o sursă de tensiune continuă și un multi-metru. Sursa de tensiune trebuie să asigure valorile de vîrf ale curentului necesar amplificatorului, altfel la semnale audio de amplitudine mare, ea va intra în limitare, tensiunea de alimentare scăzînd, rezultatele măsurărilor fiind astfel eronate.

Pentru verificarea statică se va alimenta circuitul integrat la tensiunea de lucru (uzual $V_{CC} = 9 \dots 14 \text{ V}$) și în absența semnalului de intrare (se presupune intrarea legată la masă direct sau prin intermediul rezistenței potențiometrului de volum) pe terminalele circuitului integrat se vor măsura următoarele tensiuni față de masă:

<i>TBA 790, TBA 790K TBA150 K</i>	Terminal <i>TBA 790T TCA 150T</i>	Ce se măsoară: ce trebuie să se obțină.
14	1	tensiunea de alimentare: $+V_{CC}$
1	4	tensiunea de alimentare: $+V_{CC}$
12	12	tensiunea de ieșire: $1/2 V_{CC}$
5	6	tensiunea pe baza tranzistorului Q_3 : 0,6 V
3	5	tensiunea emitor-bază a tranzistorului Q_{12} : 0,65 V
2	7	tensiunea pe baza tranzistorului Q_9 : $V_{B_9} = 0,63 V_{CC} + 0,5 \text{ V}$ (accesibilă pentru măsurare numai la versiunile cu sufixul <i>T</i> și <i>K</i> pentru TCA 150)

Notă: Tensiunea pe terminalul 4(1) — alimentare V_{CC} — în cazul în care difuzorul este legat la masă — este puțin mai mică (cu aproximativ 0,1 ... 0,25 V) decît valoarea tensiunii de alimentare, datorită căderii de tensiune pe rezistența de boot-strap.

Un rezultat necorespunzător la unul din aceste teste simple indică un circuit care este sigur ca performanțe în afara limitelor garantate de catalog sau foarte probabil afectat de un defect care îl face de obicei inutilizabil.

Un rezultat favorabil al tuturor acestor măsurători trebuie completat cu verificarea formei de undă la ieșire cu un osciloscop. Distorsiuni de tipul celor descrise în figura 3.19 indică un circuit defect.

În cazul în care și forma de undă este corectă se poate presupune — ca rezultat al acestor măsurători simple — că *circuitul este bun, fără a avea însă o garanție asupra încadrării performanțelor sale în specificațiile din catalog.*

3.7. Aplicații

3.7.1. Reguli generale pentru realizarea cablajului

Realizarea cablajului pentru amplificatoarele audio integrate de putere trebuie să țină seama de câteva reguli generate de experiența câștigată prin lucrul efectiv cu ciocanul de lipit în mână. Respectarea acestor reguli face să crească foarte mult șansele ca o schemă care merge foarte bine pe hîrtie să meargă și pe masa de lucru și, evident, și în versiunea finală de pe cablaj.

A. Aceste reguli sînt următoarele:

- cablajul se va realiza cît mai compact;
- terminalele tuturor componentelor vor fi cît mai scurte posibil;
- orice componente sau conexiuni care au legătură cu intrarea se vor plasa cît mai departe de ieșire;
- dacă este posibil se va separa partea de intrare de partea de ieșire printr-un traseu de masă;
- traseul conductorului de masă nu trebuie să formeze o buclă închisă, în care pot să apară curenți perturbatori;
- cablurile care aduc semnalul în puncte de impedanță mare (de exemplu la intrare) trebuie să fie ecranate;
- se vor face lipituri sigure, trebuie evitate lipiturile reci;
- este de preferat să nu se utilizeze socluri pentru circuitul integrat, conectarea făcîndu-se direct pe cablaj, prin lipire.

B. Bucle de masă

Termenul „*bucle de masă*” se utilizează pentru a se descrie situațiile care au loc în sistemul de conductori care constituie masa schemei, atunci cînd între două puncte de masă apar diferențe de potențial.

Acest efect este dat de rezistența finită a conductorilor de masă și se simte îndeosebi în cazul în care prin acești conductori trec curenți de valoare mare (de exemplu, în cazul amplificatoarelor audio de putere, este uzuală o valoare de vîrf de 1 ... 2 A pentru curentul de ieșire).

Modul în care apare o buclă de masă se poate urmări pe figura 3.41. În figura 3.41. *a* se dă, așa cum apare pe hîrtie, un fragment dintr-o schemă de amplificator. Dacă se ține seama de rezistența introdusă de traseele 1,2 circuitul capătă aspectul din figura 3.41. *b*. Curentul de ieșire se închide prin rezistența R_1 . Căderea de tensiune pe rezistența R_1 poate deveni ușor comparabilă cu semnalul de intrare (de exemplu pentru $R_1 = 10\text{ m}\Omega$, $I_o = 1\text{ A}$, se ajunge la 10 mV) peste care se suprapune. În cazul particular al acestui exemplu suprapunerea se face în fază, efectul global fiind echivalent cu cel al unei reacții pozitive.

Rezultă că o buclă de masă poate modifica substanțial comportarea amplificatorului, dînd de multe ori utilizatorului senzația unei funcționări de neînțeles.

Eliminarea buclilor de masă se poate face prin realizarea tuturor legăturilor la un singur punct de masă (vezi figura 3.41. *c*). Trebuie spus că realizarea unui singur punct de masă poate să fie o chestiune deosebit de dificilă.

Proiectarea amplificatoarelor audio de putere integrate TBA 790 și TCA 150 a fost astfel realizată încît utilizatorul — prin executarea corectă a cablajului imprimat — să poată evita formarea unor bucle de masă. În acest scop circuitul este prevăzut cu două terminale de masă: masa preamplificatorului (sau masa de

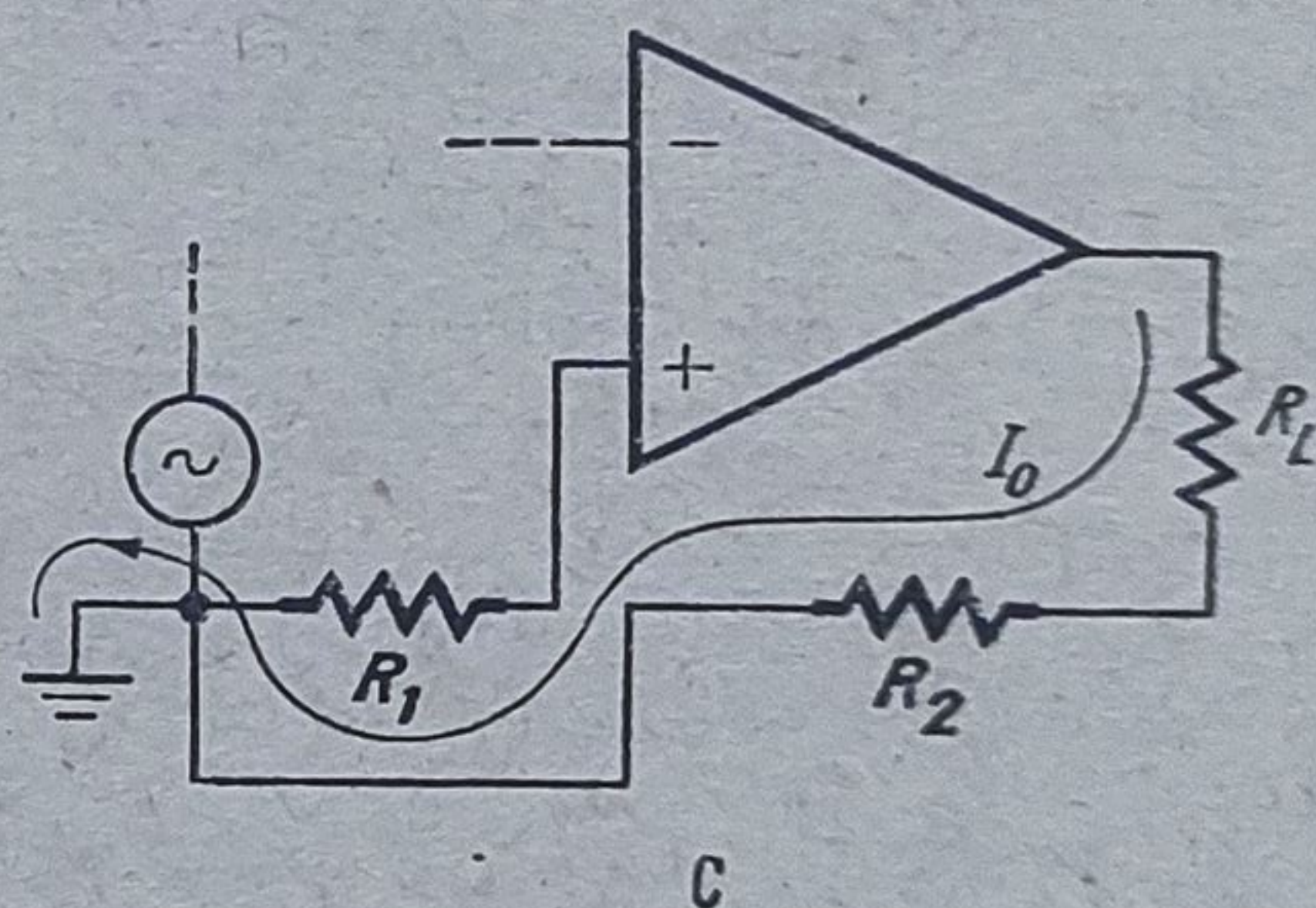
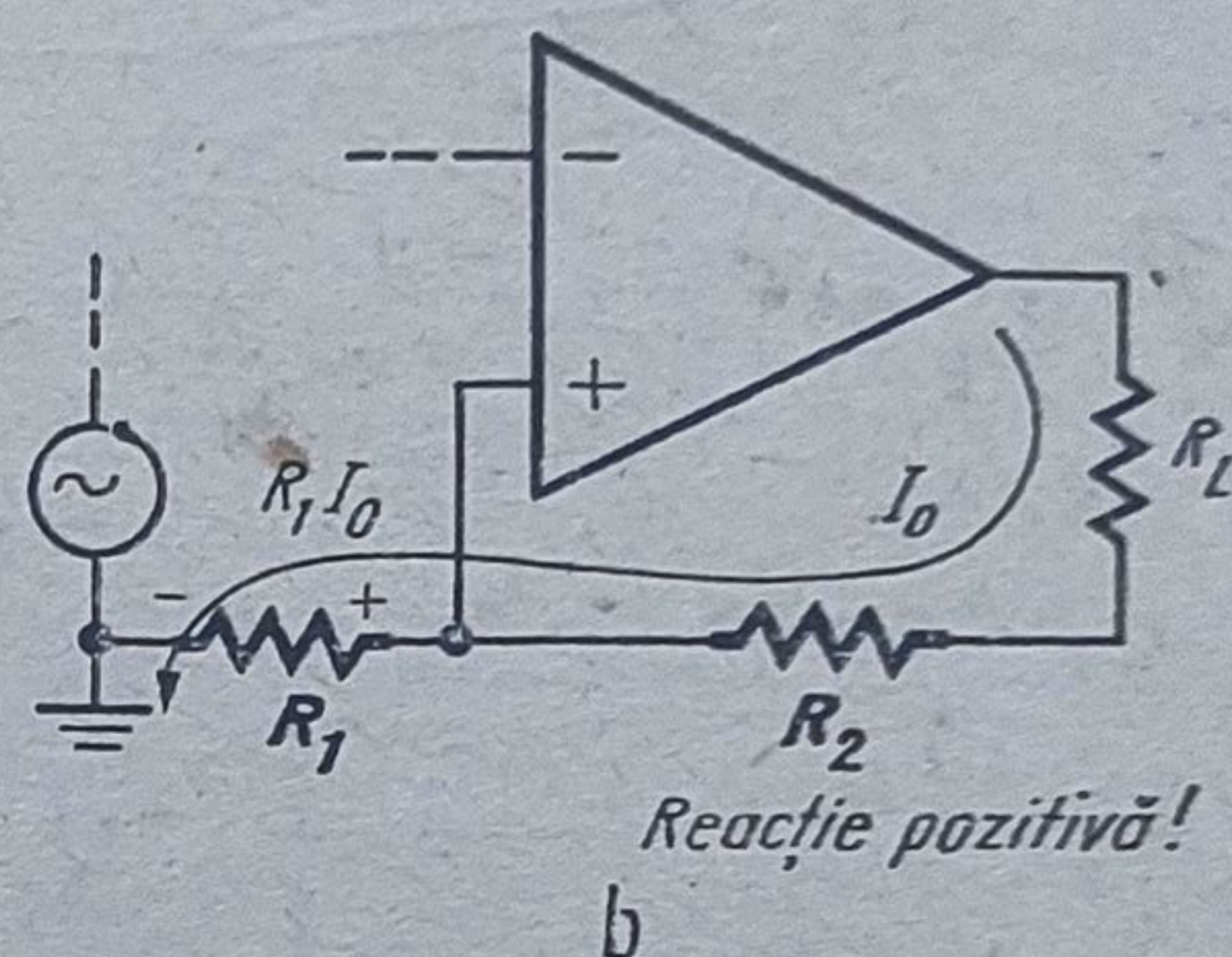
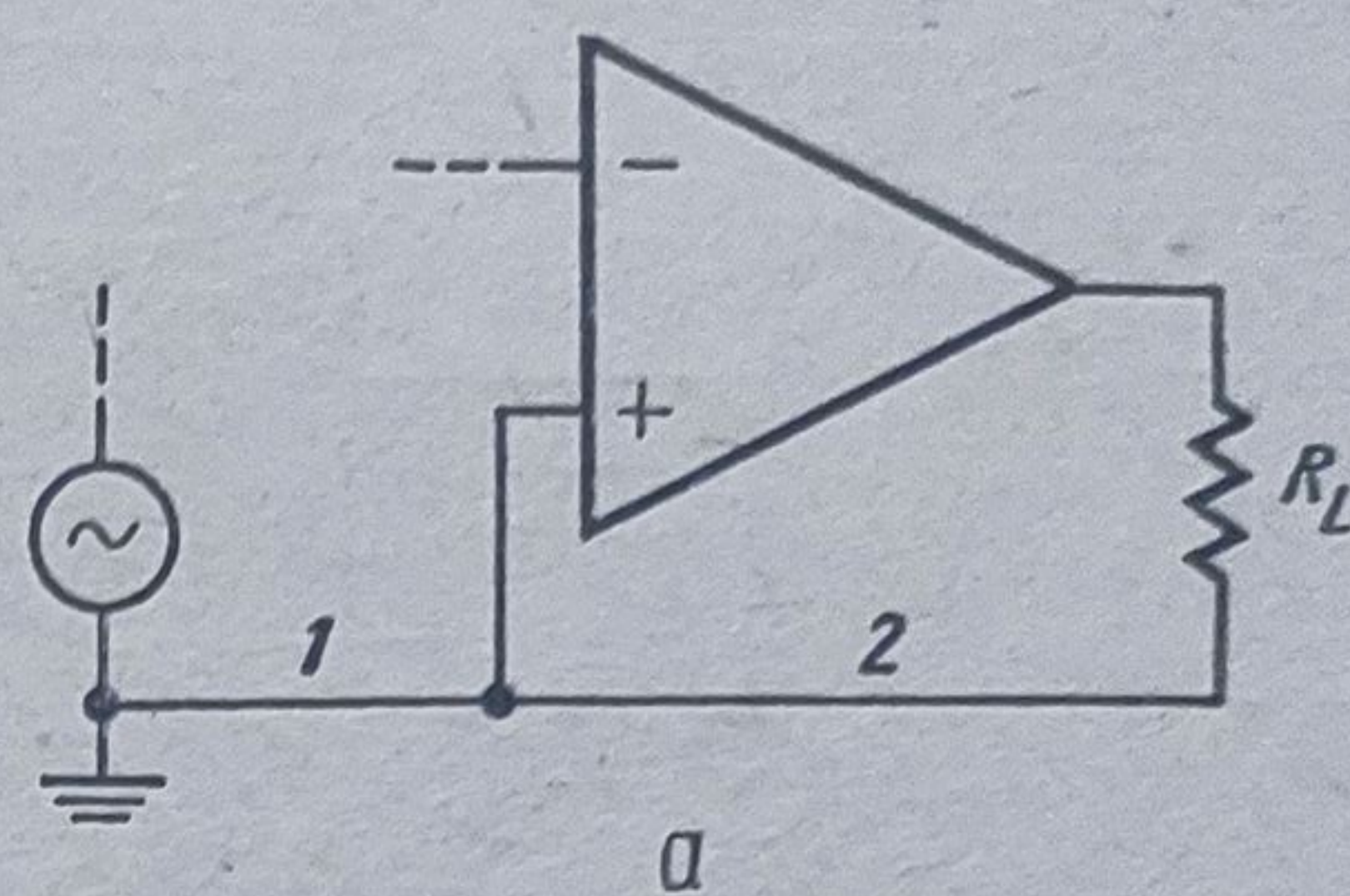
semnal — notată în scheme cu ∇) și masa amplificatorului* (sau masa de putere — notată în scheme cu \perp).

Utilizarea corectă a celor două terminale de masă se indică în figura 3.42. Se observă că între masa de semnal și masa de putere nu există practic nici o circulație de curenți și că nu se formează nici o buclă de masă.

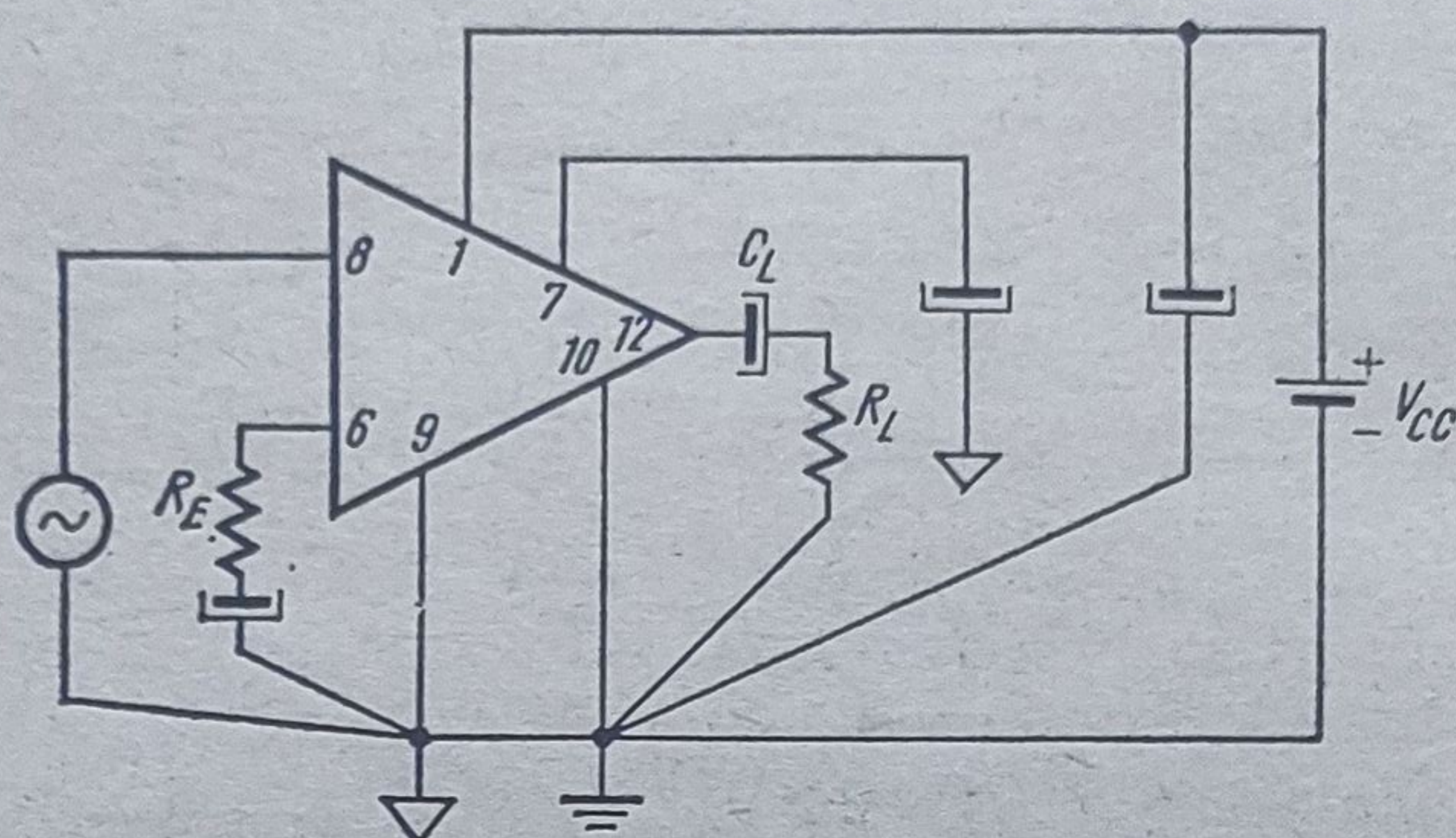
În figura 3.43 se dă un exemplu de realizare greșită a traseelor de cablaj cu scopul de a ilustra, desigur, într-un mod simplificat, dificultățile pe care le poate introduce un cablaj incorect.

Presupunînd generatorul de semnal conectat în punctul A, se observă că apare o reacție pozitivă numai în semialternanța negativă. Această reacție este determinată de închiderea curentului de sarcină prin rezistența R_{c1} .

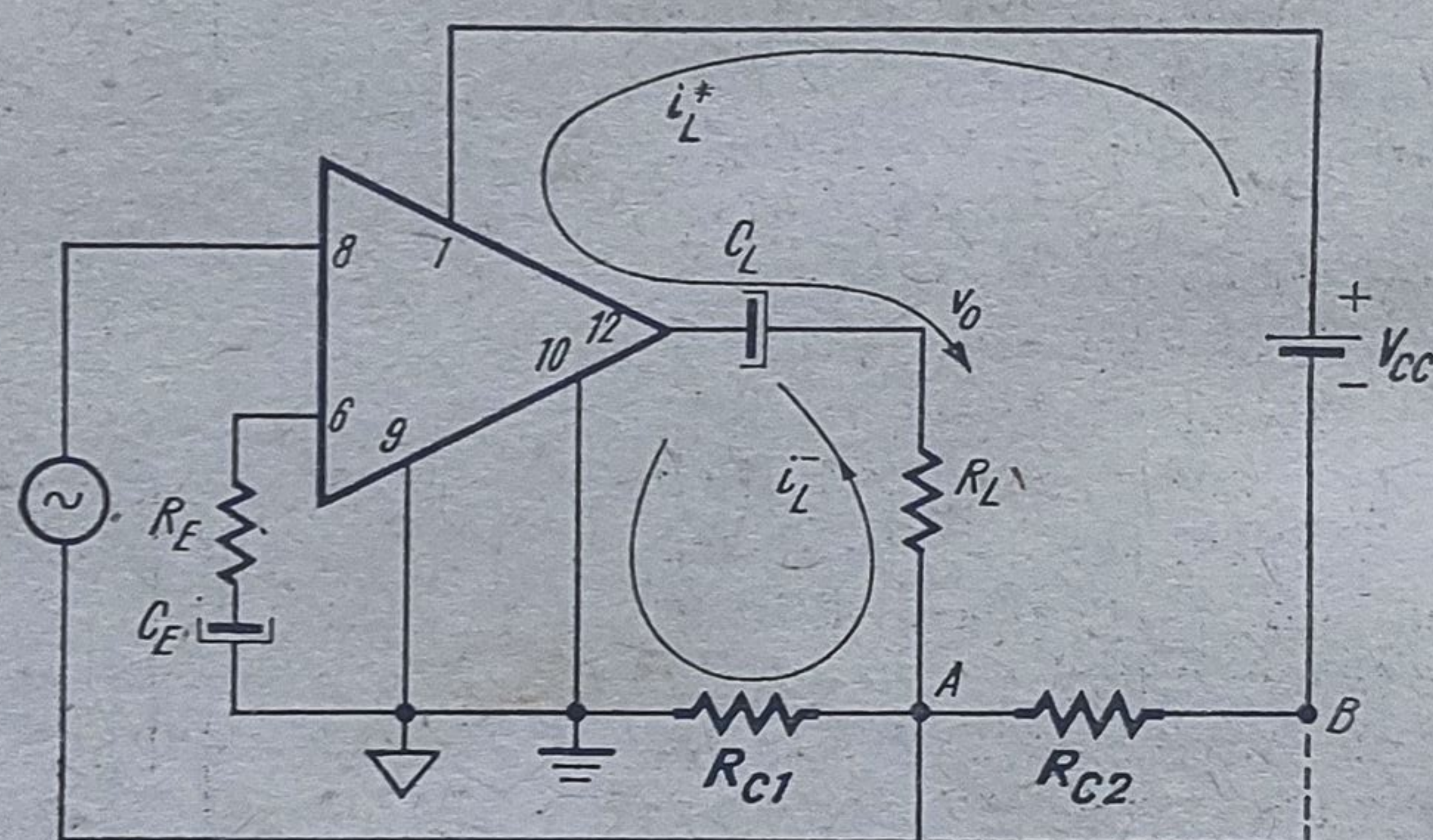
* Masa amplificatorului este de fapt emitorul tranzistorului



3.41 Buclă de masă și metoda de eliminare.



3.42 Schemă în care masa de semnal și masa de putere sînt utilizate corect.



3.43 Exemplu de realizare incorectă a traseelor de cablaj.

Dacă generatorul de semnal se conectează în punctul B , reacția pozitivă apare și în semialternanța pozitivă.

3.7.2. Manevre periculoase

În manipularea unui amplificator de putere integrat și a componentelor asociate se fac de multe ori greșeli aparent neînsemnate dar cu consecințe catastrofice.

În general, aceste greșeli sînt legate de depășirea valorilor limită absolută, depășire soldată de obicei cu deteriorarea circuitului.

Montajul în care urmează să funcționeze un amplificator audio integrat trebuie bine studiat pentru ca atât în regim tranzitoriu cît și în funcționarea ulterioară *valorile limită absolută să nu fie depășite în nici un fel.*

Amplificatoarele audio *TBA 790 TCA* și 150 se pot distruge prin următoarele *manevre periculoase*:

- depășirea tensiunii maxime de alimentare;
- scurtcircuit pe bornele de ieșire (se depășește curentul maxim);
Este interesant de observat că în cazul unor exemplare de circuit *TBA 790*, scurtcircuitul pe bornele de ieșire poate să nu fie fatal. Explicația constă în scăderea factorului de amplificare în curent al tranzistorului final odată cu creșterea curentului. Apare astfel o limitare „intrinsecă” a curentului de ieșire, la o valoare de aproximativ 1...1,5 A, pentru care tranzistorul de ieșire este încă în aria sigură de funcționare, iar circuitul rezistă. La circuitul *TCA 150* tranzistoarele de ieșire diferă de cele de la *TBA 790*, factorul de amplificare în curent se conservă rămânând la valori ridicate și pentru curenți mari prin tranzistor, curentul de scurtcircuit nu se mai autolimitează, iar circuitul se distruge.
- depășirea puterii disipate maxime (numai la *TBA 790*) deoarece nu are protecție termică);
- scurtcircuit între terminalul de ieșire (care se află la o tensiune $V_{cc}/2$) și terminalul de compensare în frecvență — se distruge tranzistorul Q_{13} ;
- alimentarea cu polaritate inversă (+ la masă, — pe terminalul V_{cc}). De asemenea — ca o *regulă generală* — trebuie ca sursele de alimentare să fie deconectate la lipirea circuitului pe cablaj sau la introducerea sa în soclu.

3.7.3. Proiectarea radiatorului extern

Pentru calculul radiatorului extern, care urmează să fie atașat capsulei este necesar ca pe lângă datele de catalog să se precizeze valoarea maximă a temperaturii ambiante T_{amax} și puterea maximă disipată de circuit P_D — calculabilă cu relația 3.59.

Cunoscând temperatura maximă a joncțiunii (a cipului) și a mediului ambiant, rezultă imediat valoarea rezistenței termice joncțiune-ambiant necesară funcționării sigure a amplificatorului.

$$R_{th} = \frac{T_{jmax} - T_{amax}}{P_D} \quad (3.71)$$

Din circuitul echivalent, dat în figura 3.39 rezultă:

$$R_{th} = R_{th,j-c} + \frac{(R_{th,c-rad} + R_{th,rad}) \cdot R_{th,c-a}}{R_{th,c-rad} + R_{th,rad} + R_{th,c-a}} \quad (3.72)$$

Relația 3.72 permite determinarea valorii rezistenței termice a radiatorului exterior care trebuie atașat capsulei astfel ca temperatura joncțiunii să fie mai mică sau cel mult egală cu T_{jmax} .

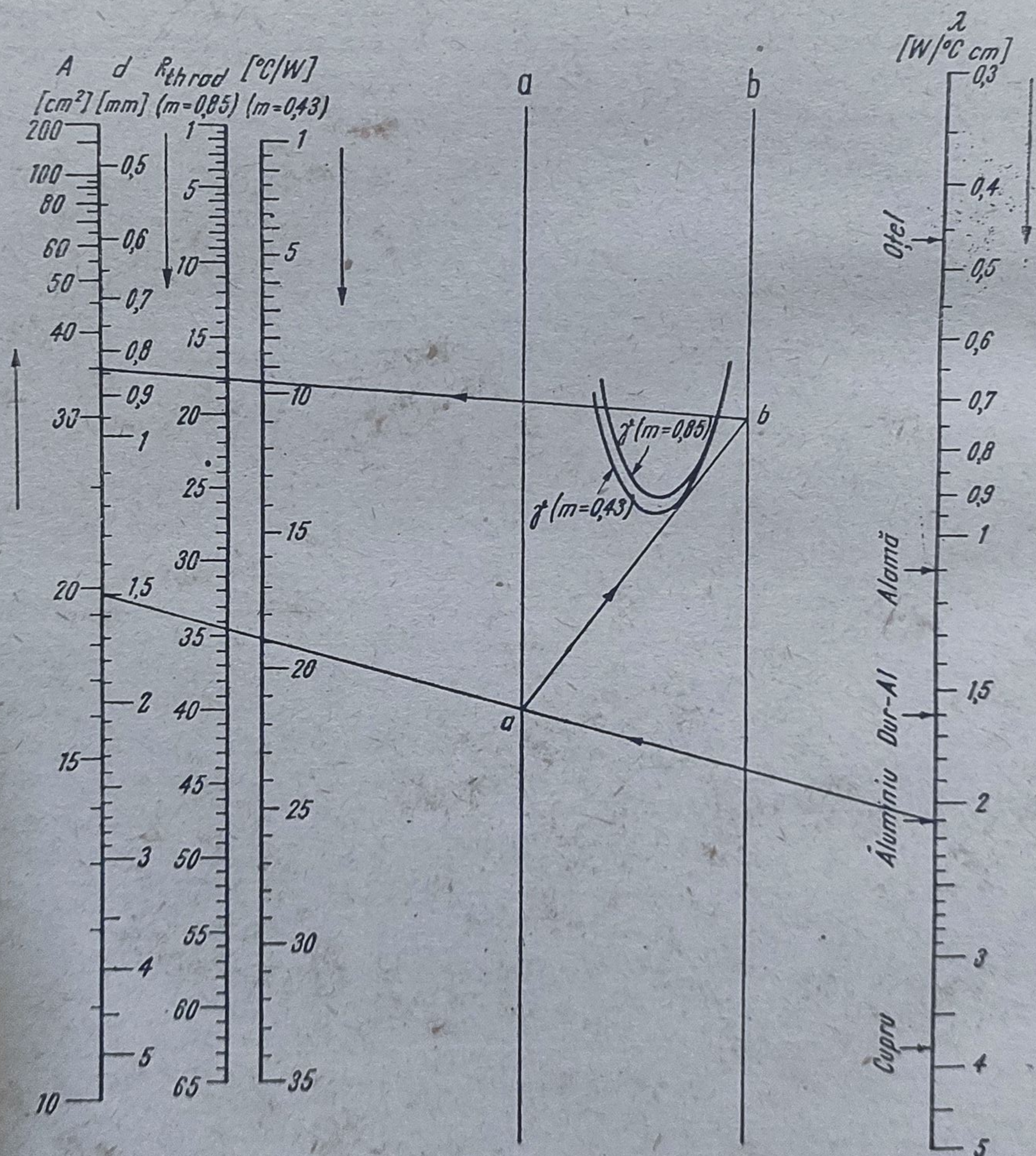
$$R_{th,rad} = \frac{1}{\frac{1}{R_{th} - R_{th,j-c}} - \frac{1}{R_{th,j-a} - R_{th,j-c}}} - R_{th,c-rad} \quad (3.73)$$

Calculul parametrilor geometrici ai radiatorului pentru a se obține valoarea care rezultă din relația 3.73 se face cu ajutorul nomogramelor⁷ prezentate în figurile 3.44 și 3.45.

Aceste nomograme se bazează pe formula aproximativă

$$R_{th,rad} = \frac{650 m}{A} + 3,3 \frac{\sqrt[4]{m}}{\sqrt{\lambda d}},$$

valabilă pentru radiatoare plane, cu geometrie pătrată montate orizontal sau vertical.



3.44 Nomogramă pentru calculul rezistenței termice $R_{th,rad}$ a unui radiator patrat, montat vertical, cu suprafață albă ($m = 0,85$) sau suprafață neagră ($m = 0,43$).

În relație s-au folosit următoarele notații:

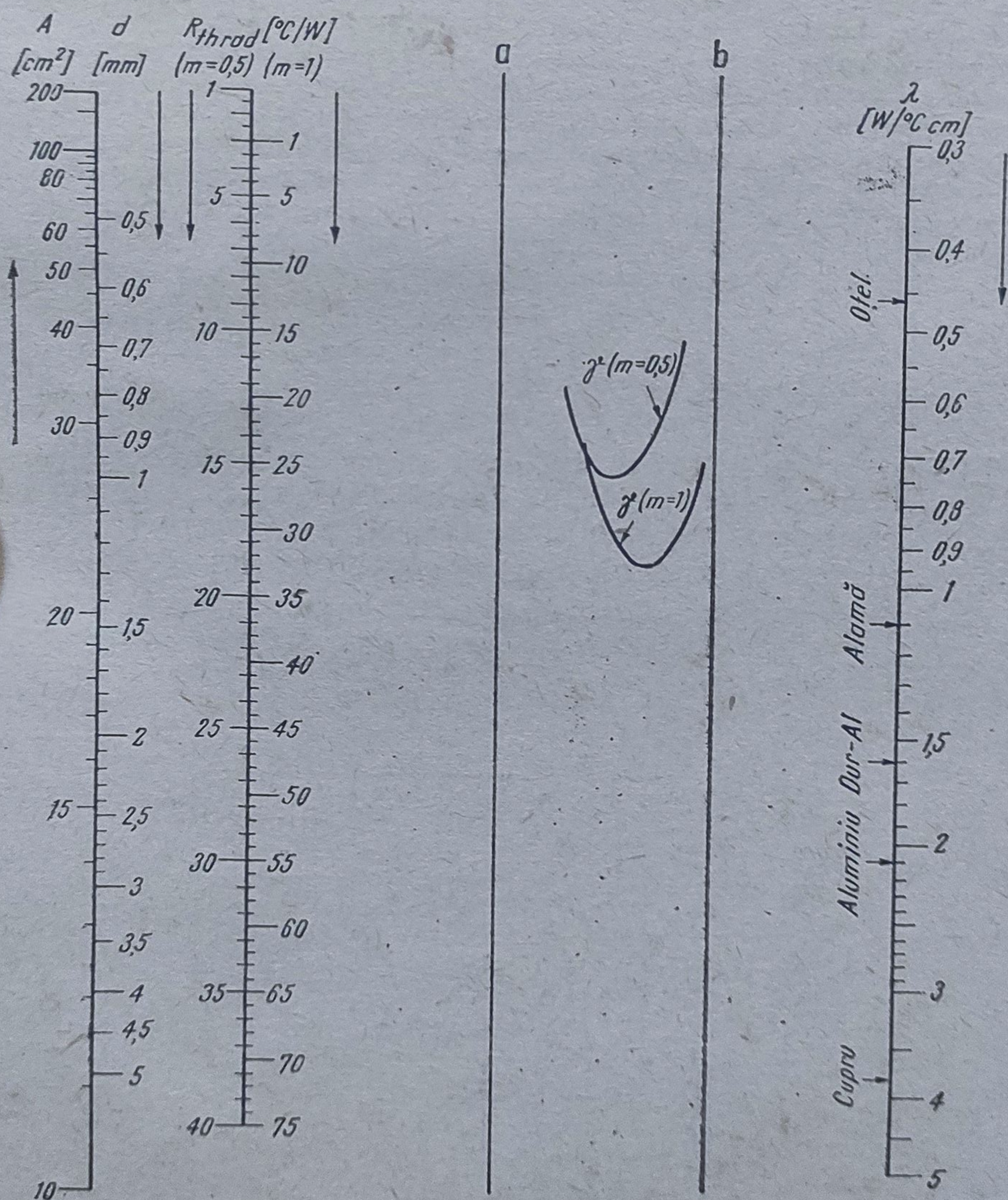
A — suprafața în cm^2 a unei fețe a tablei radiatorului;

d — grosimea în mm a tablei radiatorului;

λ — conductivitatea termică a materialului folosit, exprimată în $\text{W}/(^{\circ}\text{C}\cdot\text{cm})$;

m — factor de corecție determinat de culoarea radiatorului și de poziția acestuia;

$R_{th,rad}$ — rezistența termică a radiatorului în $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.



3.45 Nomogramă pentru calculul de rezistență $R_{th,rad}$ a unui radiator patrat, montat orizontal, cu suprafață albă ($m = 1$) sau cu suprafață neagră ($m = 0,5$)

Valorile pentru conductivitatea termică (λ) și factorul de corecție m sînt date pentru temperaturi ambiante pînă la 45°C și în atmosferă fără circulație de aer. Curbele notate cu γ au fost trasate pentru factorul de corecție m cu următoarele valori:

- $m = 1$ pentru radiator alb, montat orizontal;
- $m = 0,5$ pentru radiator negru, montat orizontal;
- $m = 0,85$ pentru radiator alb, montat vertical;
- $m = 0,43$ pentru radiator negru, montat vertical.

Exemplu: Să presupunem că a rezultat necesară o valoare $R_{th,rad} = 9,5^\circ\text{C/W}$. Dorim să realizăm un radiator cu această rezistență termică din aluminiu cu suprafața înegrită, de grosime 2 mm și montat vertical.

Procedăm astfel: se unesc punctele $\lambda = 2,1$ (conductibilitatea aluminiului) cu $d = 2$ mm, grosimea tablei folosite (vezi figura 3.44).

Se obține punctul a la intersecția cu verticala dreptei ajutătoare „a”.

Din punctul a se duce o tangentă la curba $\gamma(m = 0,43)$ — montură verticală a radiatorului și suprafață înegrită — și se obține punctul b la intersecția acesteia cu verticala „b”.

Se unește punctul b cu valoarea $R_{th,rad} = 9,5^\circ\text{C/W}$ și la intersecția dreptei cu scala valorilor ariei, se găsește $A = 35\text{ cm}^2$.

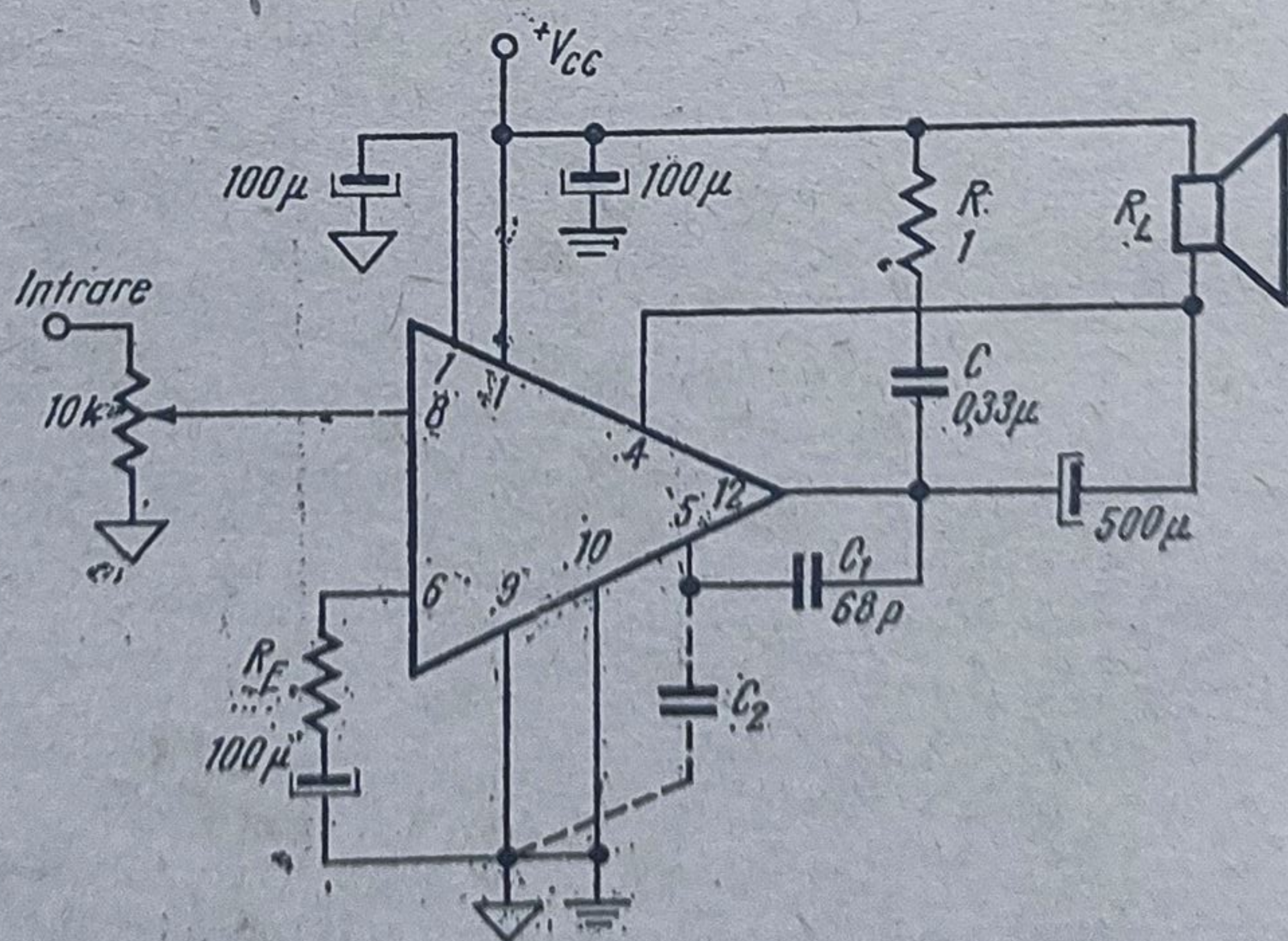
Deci radiatorul va avea grosimea de 2 mm și latura patratului de aproximativ 6 cm.

3.7.4. Amplificatoare audio cu TBA 790 ($P_o < 2,5\text{ W}$, $R_L = 8\ \Omega$)

În figurile 3.46 și 3.47 se dau două scheme tipice de amplificatoare audio de putere, realizate cu circuitul TBA 790, pentru cazul în care difuzorul este legat la plus respectiv la masă.

Caracteristicile tipice sînt indicate în tabelele 3.3 și 3.4.

Graficele prezentate în figurile 3.48 și 3.49 permit alegerea convenabilă în funcție de cerințele utilizatorului a valorii capacității de compensare în frecvență.



3.46 Amplificator audio de putere, difuzorul la V_{cc} .

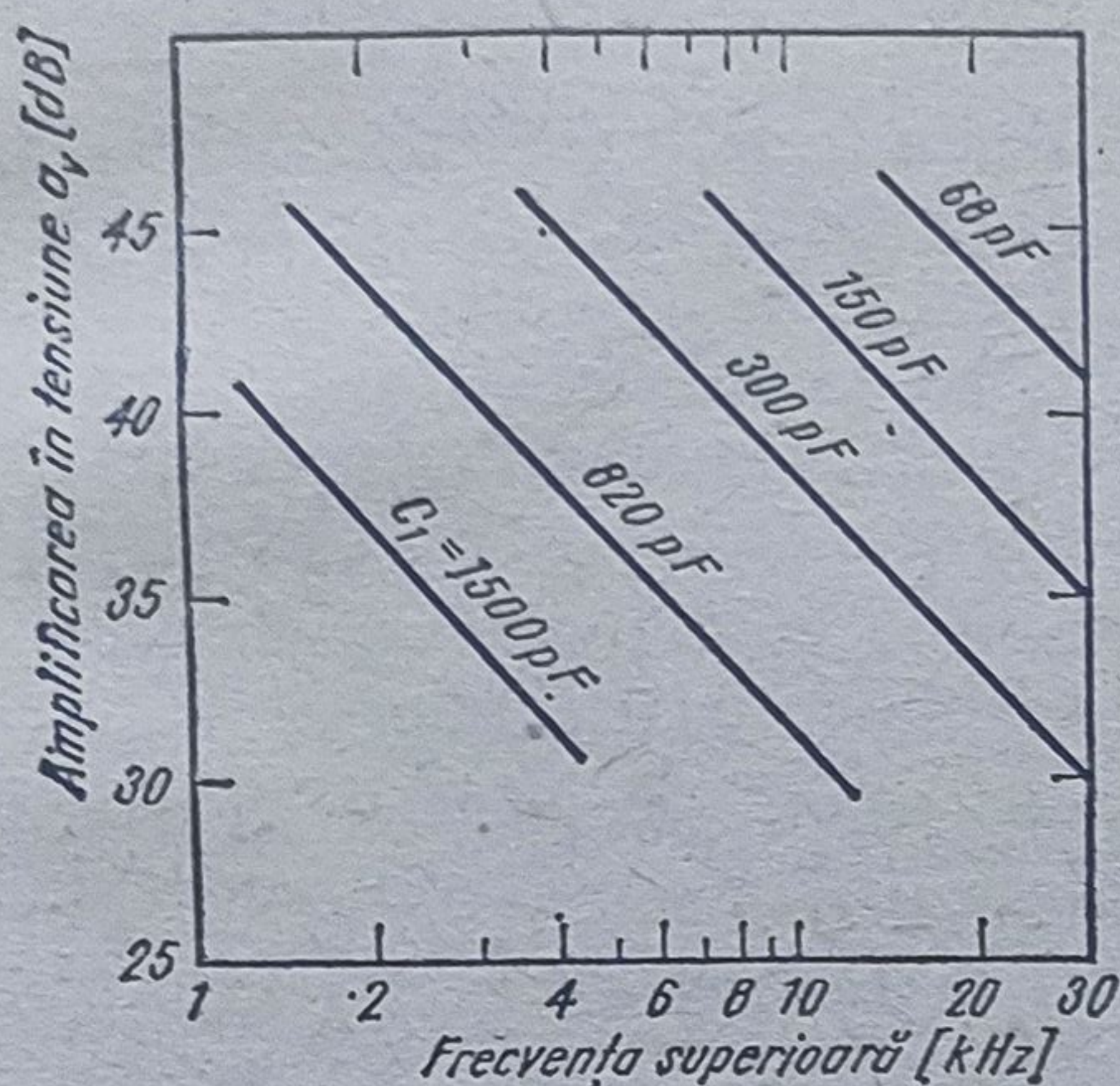
Tabelul 3.3. (continuare)

Parametrul	Simbol	Condiții	Valori tipice			Unități
Frecvența de jos a benzii	f_j	—	80	50	50	Hz
Frecvența de sus a benzii	f_s	$C_1 = 68 \text{ pF}$	15	15	15	kHz
Tensiunea de zgomot la la intrare		$R_G = 10 \text{ k}\Omega$ $B = 12 \text{ kHz}$	10	10	10	μV_{ef}
Puterea maximă disipată excitație sinusoidală	P_{Dmax}	$f = 1 \text{ kHz}$	0,29	0,61	1,1	W

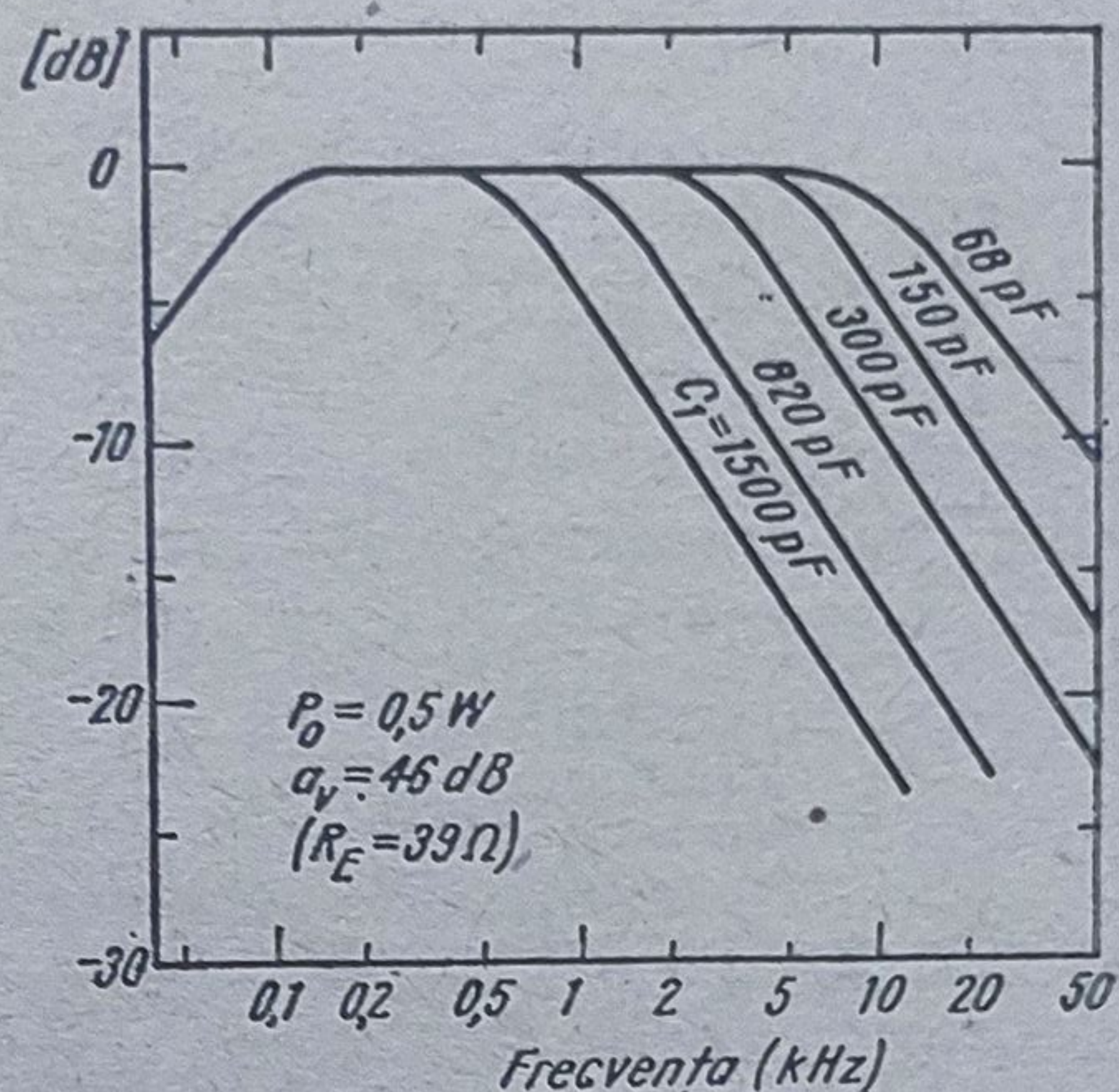
Tabelul 3.4

Performanțele amplificatorului audio realizat după schema din figura 3.47 cu circuitul TBA 790

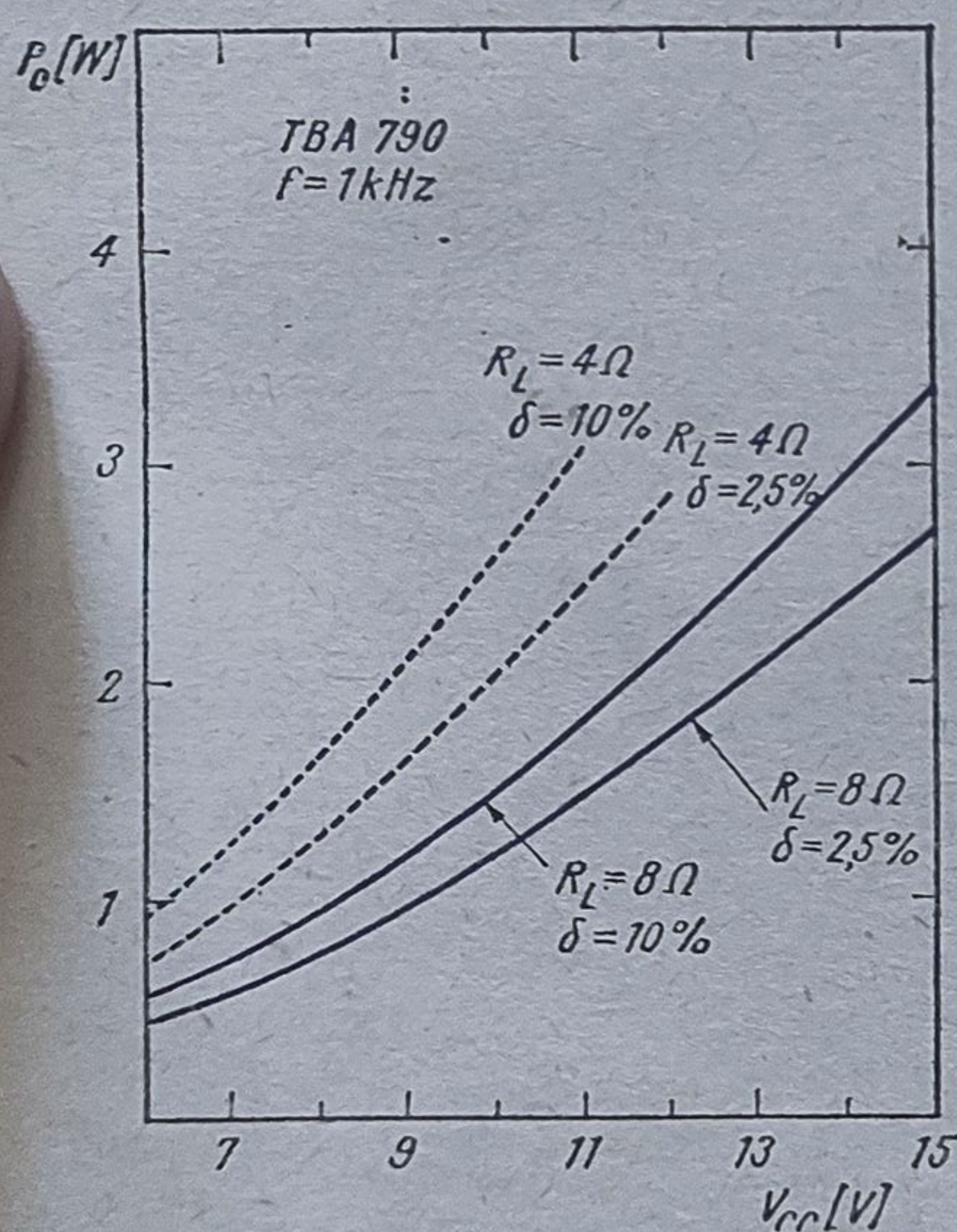
Parametrul	Simbol	Condiții	Valori tipice			Unități
Tensiunea de alimentare	V_{CC}	—	9	9	12	V
Rezistența de sarcină	R_L	—	8	4	8	Ω
Puterea în sarcină	P_o	$f = 1 \text{ kHz}$ $\delta = 10\%$ $\delta = 2,5\%$	1,2 0,95	2,1 1,6	2,2 1,7	W W
Consumul de la sursă de alimentare	I_C	$P_o = 0$ $P_o = 1 \text{ W}$ $P_o = 1,5 \text{ W}$	6 160 —	6 220 290	10 170 220	mA mA mA
Ciștigul în tensiune	a_v	$R_E = 39 \text{ }\Omega$ $R_E = 160 \text{ }\Omega$	46 34	46 34	46 34	dB dB
Sensibilitatea	V_{ief}	$R_E = 39 \text{ }\Omega$ $P_o = 50 \text{ mW}$ $P_o = 1 \text{ W}$ $P_o = 1,5 \text{ W}$ $R_E = 160 \text{ }\Omega$ $P_o = 50 \text{ mW}$ $P_o = 1 \text{ W}$ $P_o = 1,5 \text{ W}$	3 14 — 13 57 —	2,2 10 12 9 40 49	3 14 17 13 57 70	mV_{ef} mV_{ef} mV_{ef} mV_{ef} mV_{ef} mV_{ef}
Frecvența de jos a benzii	f_j	—	50	80	50	Hz
Frecvența de sus a benzii	f_s	$C_1 = 68 \text{ pF}$	15	15	15	kHz
Tensiunea de zgomot la intrare		$R_G = 10 \text{ k}\Omega$ $B = 12 \text{ kHz}$	10	10	10	μV_{ef}
Puterea maximă disipată excitație sinusoidală	P_{Dmax}	$f = 1 \text{ kHz}$	0,68	1,2	1,1	W



3.48 Grafic pentru determinarea valorii capacității de compensare în frecvență, C_1 pentru schemele din figurile 3.46 și 3.47.



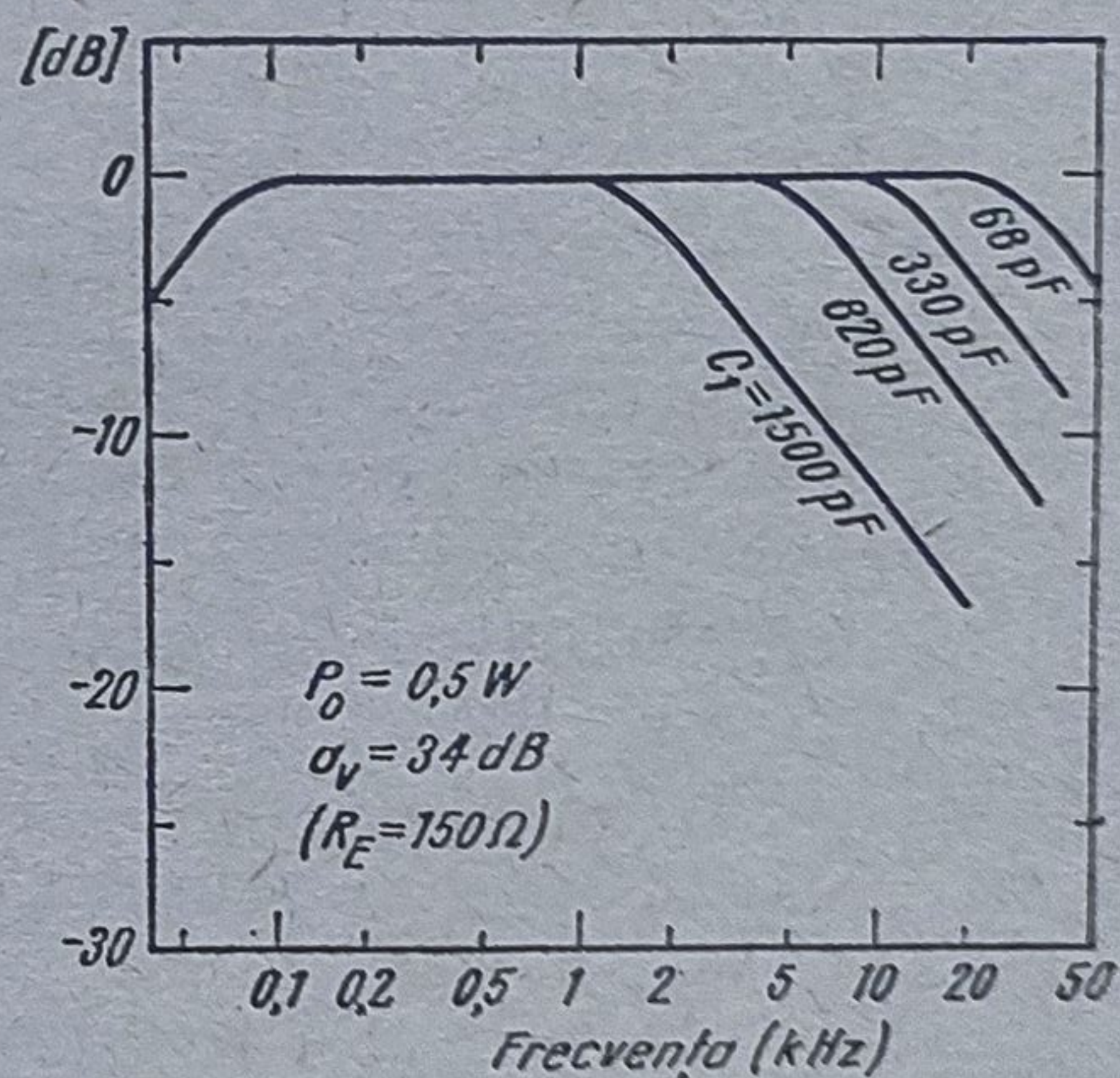
a



3.50 Dependența tipică a puterii de ieșire în funcție de tensiunea de alimentare (TBA 790)

Observații

1. În tabelele 3.3 și 3.4 și în figura 3.50 sînt indicate caracteristici și pentru cazul în care se utilizează un difuzor de 4Ω . Funcționarea pe rezistențe de sarcină de 4Ω este însă nerecomandată, deoarece pentru tensiuni de alimentare de peste 9 V în condiții de putere maximă, valoarea de vîrf a curentului de ieșire depășește limita maximă admisibilă.



b

3.49 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu schema din figurile 3.46 (a) și 3.47 (b).

Ca regulă, trebuie reținut că TBA 790 se va utiliza pentru rezistențe de sarcină $R_L = 8 \Omega$ sau mai mari.

2. Tranzistoarele Q_{15} și Q_{23} care realizează tranzistorul pnp echivalent Q'' (vezi figura 3.10) constituie o buclă cu reacție pozitivă, care poate oscila ușor în gama 1 ... 5 MHz. Faptul că această oscilație are o frecvență care este plasată mult în afara domeniului audio nu poate constitui un motiv de neglijare, deoarece oscilațiile de înaltă frecvență ale amplificatoarelor de putere au consecințe nefavorabile asupra funcționării.

Un efect evident îl constituie perturbarea funcționării unui radio-receptor în care (sau lângă care) este plasat amplificatorul audio de putere.

Alt efect se manifestă prin creșterea curentului absorbit de la sursa de alimentare, creștere însoțită de multe ori de defectarea amplificatorului (se distrug tranzistoarele finale). Explicația se găsește în faptul că tranzistorul pnp echivalent Q'' (Q_{15} și Q_{23}) este mai „leneș” — comută mai încet* — decât tranzistorul echivalent nnp Q' (Q_{21} și Q_{22}). Rezultă că este posibil ca tranzistorul Q' să se deschidă înainte ca tranzistorul Q'' (care este cel lent) să se fi blocat. Aceasta înseamnă că în paralel pe sursa de alimentare apar tranzistoarele Q' și Q'' , amîndouă deschise. Ca urmare, de la sursă se absoarbe un vîrf de curent important, iar tranzistoarele Q' și Q'' suportă un vîrf de putere disipată care le poate scoate din aria sigură de funcționare.

O metodă foarte răspîdită pentru eliminarea acestor oscilații de înaltă frecvență la circuitele TBA 790 și TCA 150 o constituie plasarea în paralel cu sarcina a unui circuit RC serie (se reduce în acest fel amplificarea tranzistorului nnp Q_{23} la frecvențe înalte). O valoare uzuală a constantei de timp RC este de 0,3 μs ceea ce corespunde unei frecvențe de tăiere de aproximativ 5 kHz. Rezistența R are valori în gama 1 ... 2,7 Ω .

3. Sensibilitatea, așa cum apare în tabelele 3.3 și 3.4 reprezintă valoarea tensiunii de intrare — exprimată în mV eficace — care asigură o putere de ieșire P_o , într-o rezistență de sarcină R.

Se poate arăta cu ușurință că expresia care dă sensibilitatea este:

$$v_i = 1000 \frac{\sqrt{P_o P_L}}{a_v} = \frac{\sqrt{P_o R_L}}{8} R_E \quad (3.74)$$

unde P_o este dat în W iar R_L , R_E în Ω .

4. În unele aplicații pentru compensarea în frecvență se utilizează suplimentar și capacitatea C_2 — conectată între terminalul de reacție și masă — a cărei valoare este de (5 ... 10) C_1 .

* Răspunsul mai lent al tranzistorului echivalent pnp este determinat de tranzistorul pnp Q_{15} , ca urmare a realizării sale tehnologice (pnp lateral).

3.7.5. Amplificatoare audio cu TCA 150 ($P_o < 5 \text{ W}$, $R_L = 4 \text{ } \Omega$)

Amplificatoarele audio cu TCA 150 se realizează după schemele din figurile 3.46 și 3.47.

Performanțele sînt date în tabelul 3.5 și figura 3.51.

Observațiile enumerate la § 3.7.4. se mențin cu excepția celei de la punctul 1.

Reamintim că circuitul integrat TCA 150 beneficiază și de protecție termică.

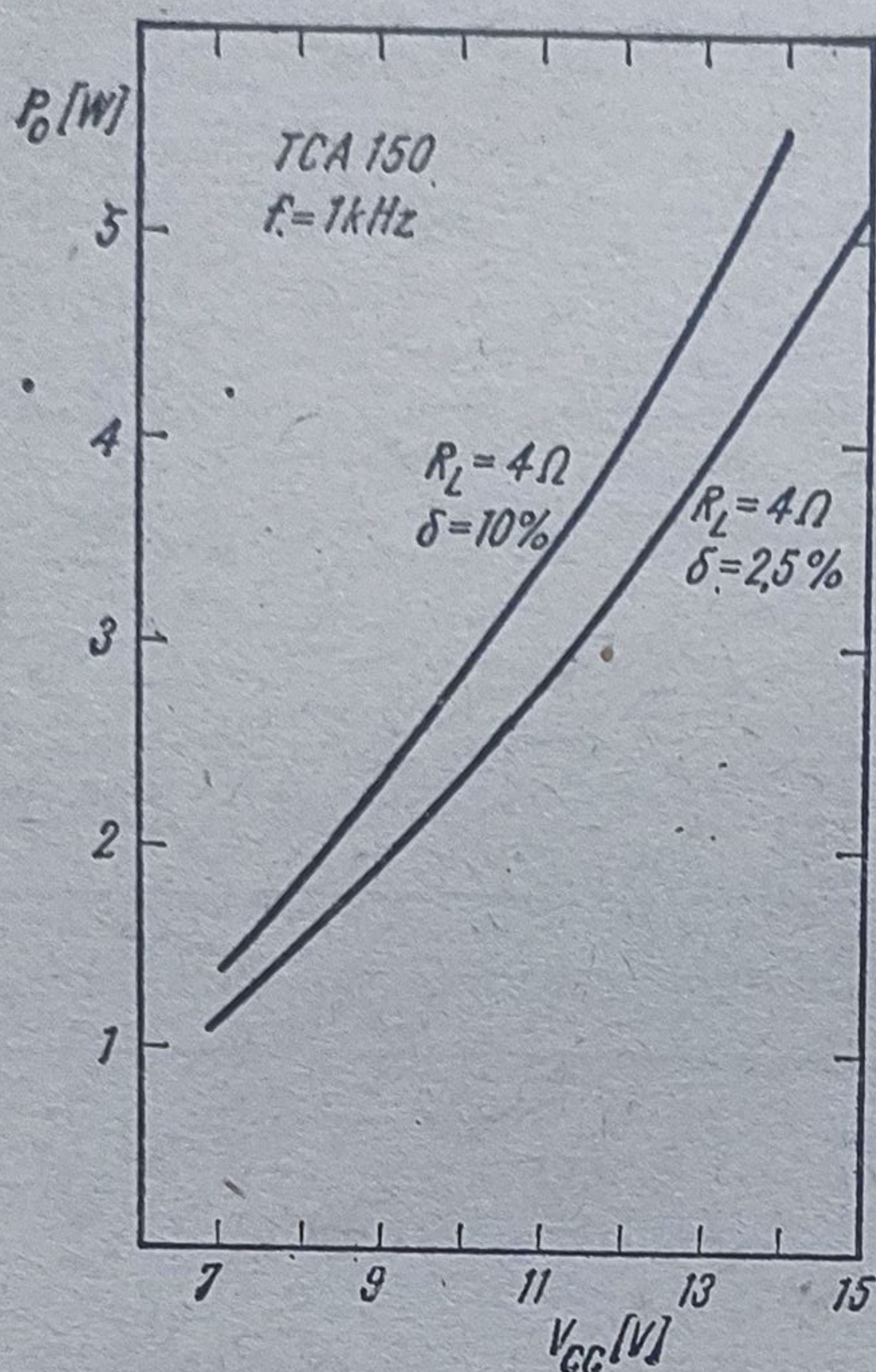
Tabelul 3.5

Performanțele amplificatoarelor audio realizate după schemele din figurile 3.46 sau 3.47 cu circuitul TCA 150

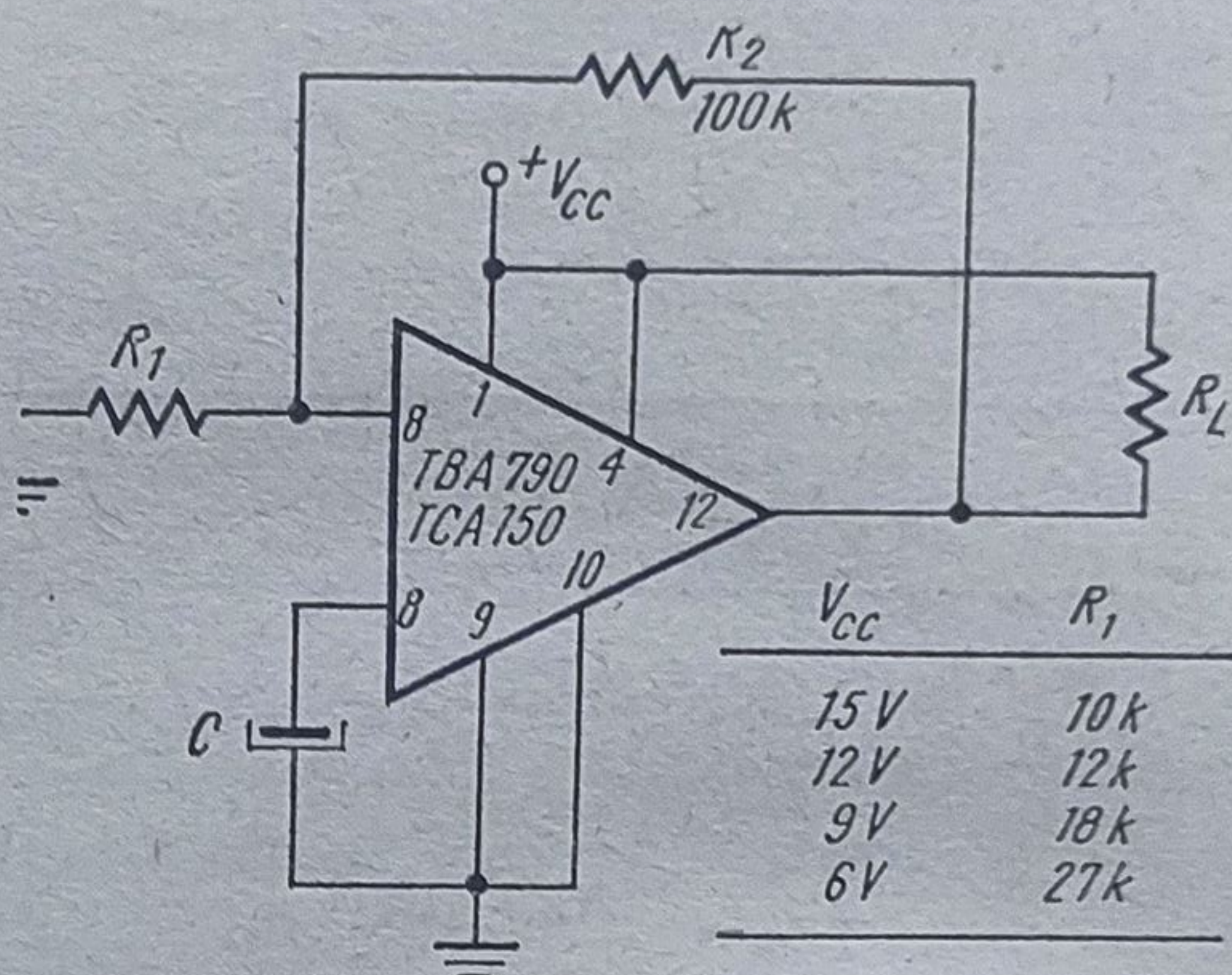
Parametrul	Simbol	Condiții	Valori Tipice		Unități
Tensiunea de alimentare	V_{CC}	—	12	14	V
Rezistența de sarcină	R_L	—	4	4	Ω
Puterea în sarcină	P_o	$f = 1 \text{ kHz}$			
		$\delta = 10\%$	4	5,5	W
		$\delta = 2,5\%$	3,3	4,5	W
Consumul de la sursa de alimentare	I_C	$P_o = 0$	10,5	12,5	mA
		$P_o = 3,3 \text{ W}$	420	490	mA
		$P_o = 4,5 \text{ W}$	—	490	mA
Cîștigul în tensiune	a_v	$R_E = 39 \text{ } \Omega$	46	46	dB
		$R_E = 160 \text{ } \Omega$	34	34	dB
Sensibilitatea	V_{ief}	$R_E = 39 \text{ } \Omega$			
		$P_o = 3,3 \text{ W}$	18	18	mV _{ef}
		$P_o = 4,5 \text{ W}$	—	21	mV _{ef}
		$R_E = 160 \text{ } \Omega$			
		$P_o = 3,3 \text{ W}$	73	73	mV _{ef}
		$P_o = 4,5 \text{ W}$		—85	mV _{ef}
Frecvența de jos a benzii	f_j	—	80	80	Hz
Frecvența de sus a benzii	f_s	$C_1 = 68 \text{ pF}$	15	15	kHz
Tensiunea de zgomot la intrare		$R_G = 10 \text{ k}\Omega$ $B_o = 12 \text{ kHz}$	10	10	μV_{ef}
Puterea maximă disipată excitație sinusoidală	P_{Dmax}	$f = 1 \text{ kHz}$	2	2,6	W

3.7.6. Oscilator de relaxare

Circuitele TBA 790 sau TCA 150 permit realizarea unui oscilator de relaxare de putere, în conformitate cu schema din figura 3.52.



3.51 Dependența tipică a puterii de ieșire în funcție de tensiunea de alimentare (TCA 150).



3.52 Oscilator de relaxare

Forma de undă la ieșire este dreptunghiulară centrată pe $V_{cc}/2$, cu o amplitudine vîrf la vîrf de aproximativ V_{cc} .

Frecvența de oscilație este practic independentă de valoarea tensiunii de alimentare în plaja de 5 ... 15 V.

O relație aproximativă care permite calculul frecvenței de oscilație este:

$$f \approx \frac{125}{C} \quad (\text{Hz}),$$

unde C este dat în μF .

Deriva valorii frecvenței de oscilație în funcție de temperatură este de ordinul $2 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$.

3.8. Alte circuite integrate

Puțini fabricanți de circuite integrate lineare au rezistat tentației de a produce amplificatoare audio. Între primele amplificatoare audio care con-

țineau 3—4 tranzistoare și tot atâtea rezistențe și ultimele amplificatoare monolitice care pot furniza o putere utilă de 20 W (*TDA 2020*) se plasează o mare varietate de tipuri. Este cu totul evident că ceea ce a fost posibil pentru micile familii de *PLL*, decodare stereo și chiar receptoare *MA/MF* devine o sarcină extrem de dificilă pentru marea familie a amplificatoarelor audio integrate.

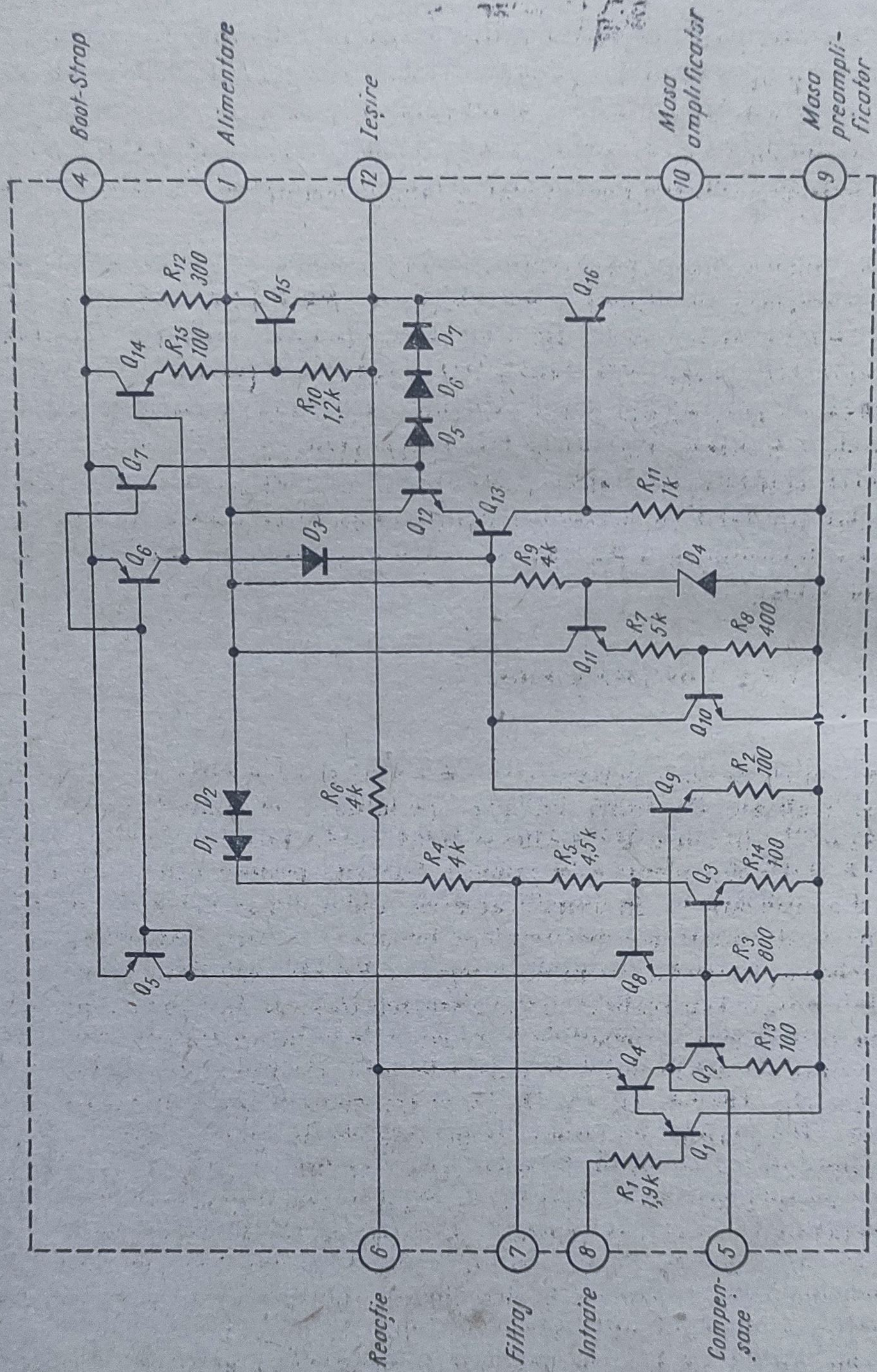
Ca urmare, s-au ales pentru descrierea sumară care urmează numai tipurile apropiate circuitului *TBA 790K* (*IPRS-BĂNEASA*, *SGS-ATES*, *SESCOSEM*) pentru o eventuală echivalare. Circuitele integrate *UL 1490N*, *UL 1491R*, *UL 1492R*, *UL 1493R*, *UL 1495N*, *UL 1496R*, *UL 1497R* și *UL 1498R* de proveniență poloneză¹⁰ sînt echivalente cu circuitul *TBA 790* în capsula *CB 108B*. Variantele *UL 1401L* (*1401P*), *UL 1402L* (*1402P*), *UL 1403L* (*1403P*), *UL 1405L* (*1405T*), sînt amplificatoare audio poloneze încapsulate în *TO-3* cu 9 terminale (variantele *L*) și *TABS* (variantele *P*). Ele pot fi înlocuite cu *TBA 790*, *TCA 150* respectiv cu *TBA 810* cu modificări în cablaj.

TBA 810S (*MBA 810S*)

Circuitele de mare popularitate *TBA 810S* și *TBA 810AS* au fost concepute și realizate de firma italiană specializată în amplificatoare audio *SGS-ATES*¹¹. Circuitele *MBA 810S* și *MBA 810AS* produse de firma cehoslovacă *TESLA*¹² sînt identice cu primele. Datorită performanțelor lor pe de o parte și a utilizării lor în amplificatoarele audio din receptoarele de televiziune pe de altă parte, aceste circuite se bucură de o mare răspîndire.

Schema electrică a circuitului integrat *TBA 810S* este dată în figura 3.53. Etajul de intrare este realizat cu tranzistoarele Q_1 și Q_4 , în montaj Darlington. Sarcina acestui etaj o constituie impedanța de intrare a tranzistorului Q_9 . De la Q_9 semnalul intră în etajul de putere de ieșire alcătuit cu tranzistoarele Q_{14} , Q_{15} și Q_{13} , Q_{16} . Diodele D_5 , D_6 , D_7 , D_3 și tranzistorul Q_{12} asigură polarizarea în clasă *AB* a etajului de putere. Generatoarele de curent constant Q_6 , Q_5 și Q_7 , Q_8 alimentează circuitul de polarizare. Condiția de $V_o = V_{cc}/2$ se obține din raportul rezistențelor R_6 și R_4 , R_5 , R_{14} și din polarizarea etajului de intrare cu generatoarele de curent constant Q_5 și Q_2 , Q_8 , Q_3 . Protecția termică este realizată cu grupul R_9 , D_4 , Q_{11} , R_7 , R_8 și Q_{10} . Depășirea temperaturii limită de bună funcționare conduce la deschiderea tranzistorului Q_{10} și ca urmare la blocarea semnalului util aplicat etajului de putere.

Din tabelul 3.6 în care sînt date principalele caracteristici electrice și termice rezultă că *TBA 810S* diferă de *TBA 810AS* numai prin valoarea rezistenței termice.



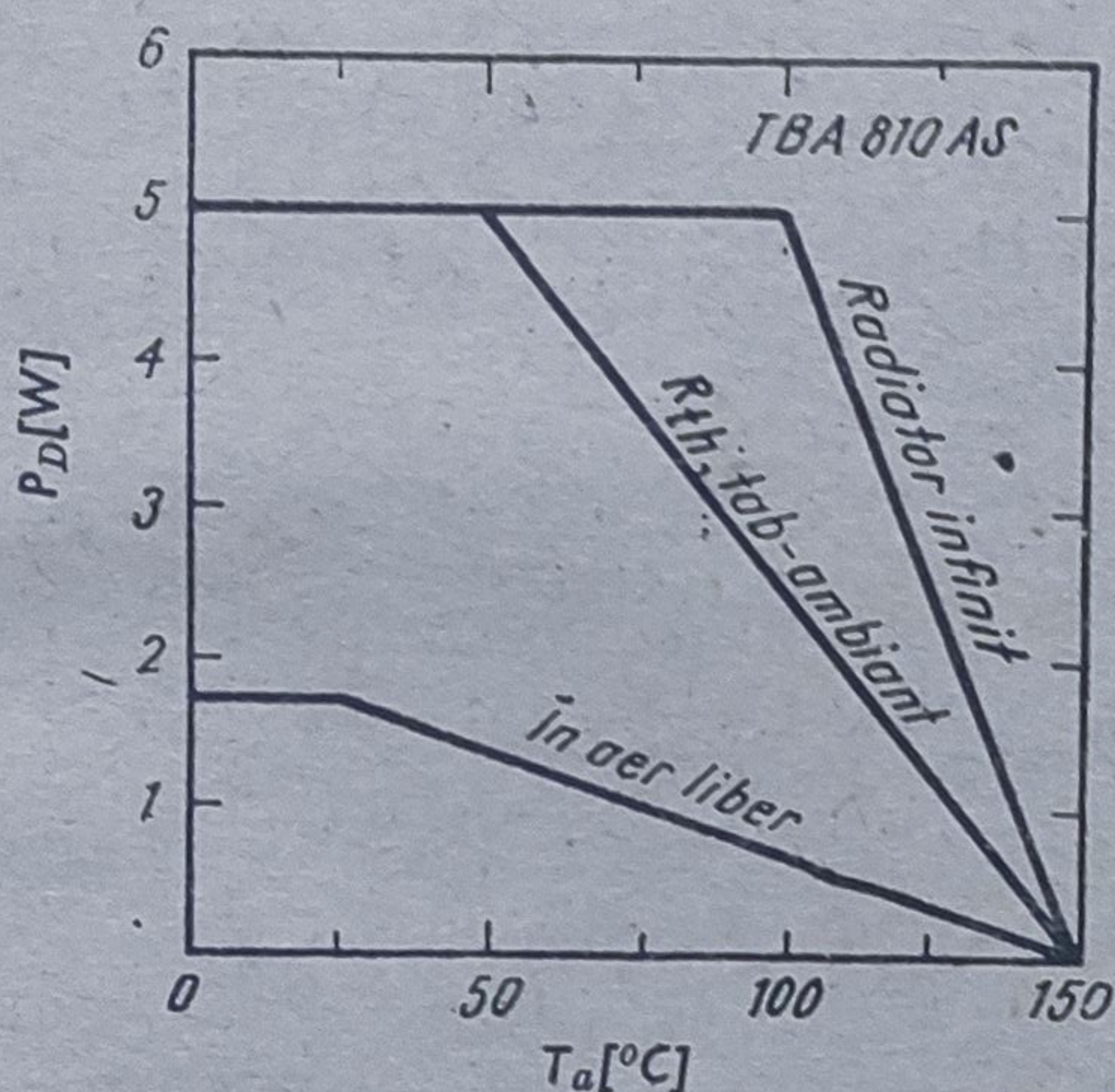
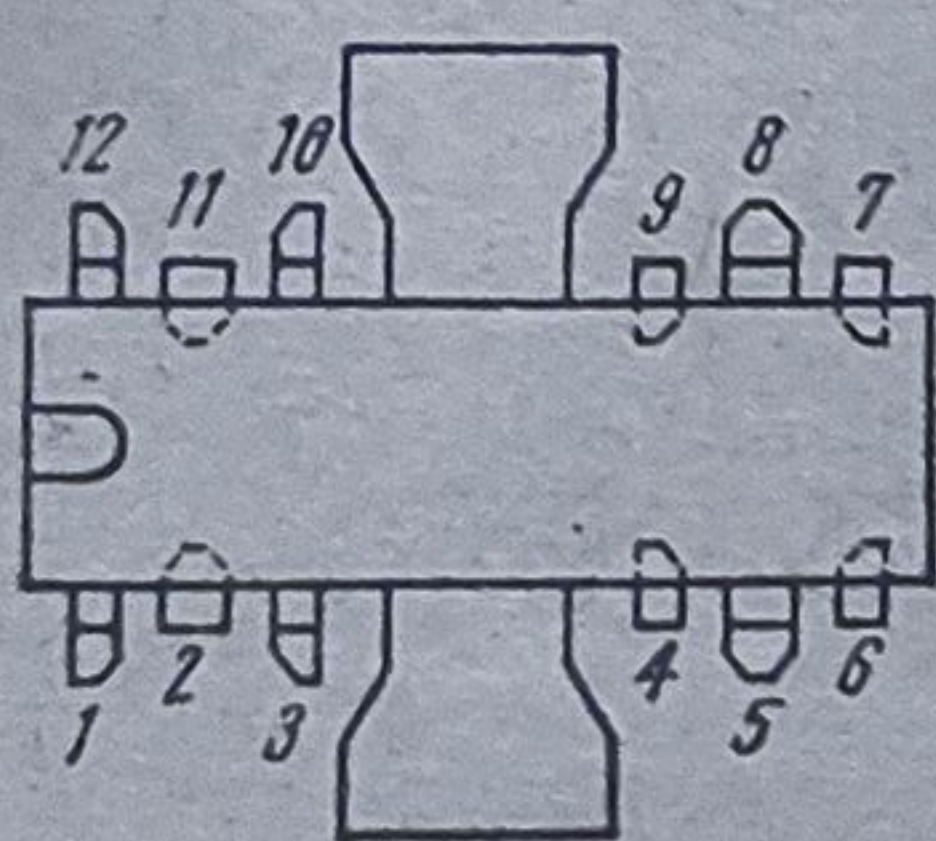
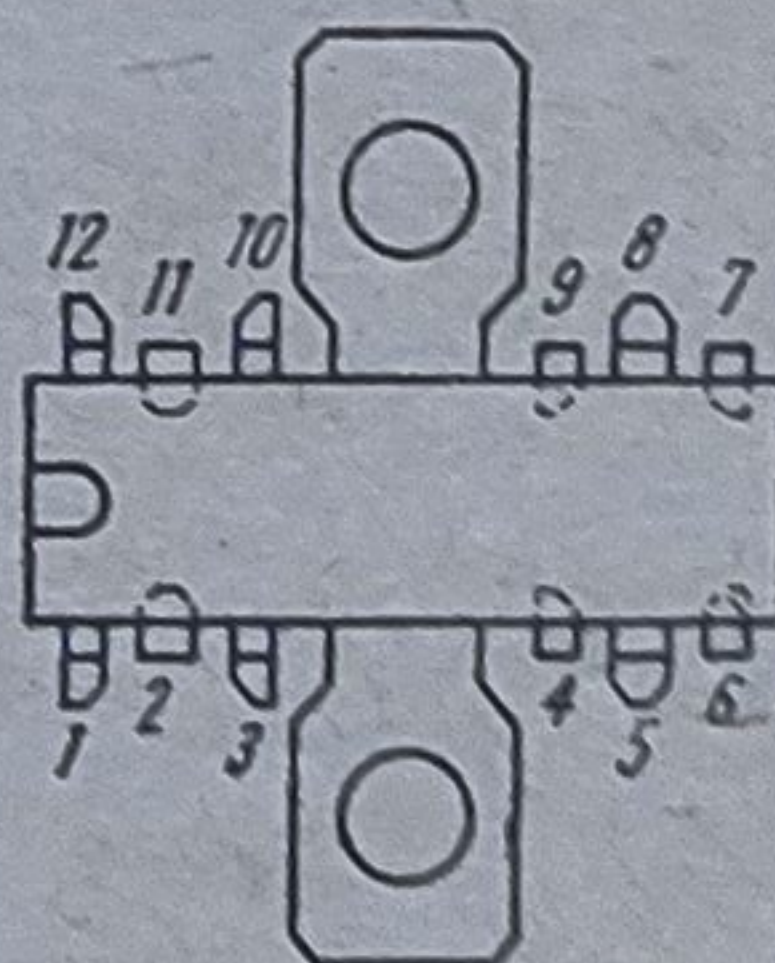
3.53 Schema electrică a circuitului integrat TBA 810S (TBA 8104S).

Tabelul 3.6

TBA 810S, TBA 810AS
Amplificatoare audio de putere

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	20 V
Curentul de vîrf la ieșire (repetitiv)	2,5 A
Puterea disipată maximă	vezi curbele
Temperatura maximă a joncțiunii	+150°C
Gama temperaturilor de funcționare	-25°C ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-25°C ... 125°C

**CONFIGURAȚIA TERMINALELOR****TBA 810S**capsula CB 109
vedere de sus**TBA 810AS**capsula CB 155
vedere de sus

1. V_{CC}
2. Neconectat
3. Neconectat
4. Boot-strap
5. Compensare de frecvență
6. Reacție

7. Decuplare preamplificator
8. Intrare
9. Masa preamplificatorului
10. Masa amplificatorului
11. Neconectat
12. Ieșire

Notă: Aripioarele de răcire (TABS) sînt conectate prin construcție la masa preamplificatorului

Tabelul 3.6 (continuare)

TBA 810S, TBA 810AS

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Mărimea	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de alimentare	V_{CC}		4		20	V
Curentul de polarizare al intrării	I_I	$V_{CC} = 14,4 \text{ V}$		0,4	4	μA
Tensiunea de ieșire	V_O	$V_{CC} = 14,4 \text{ V}$	6,4	7,2	8	V
Curentul de alimentare în repaus	I_{CO}	$V_{CC} = 14,4 \text{ V}$		12	20	mA
Rezistența de intrare	R_i			5		M Ω
Amplificarea cu bucla deschisă	A_{vo}	$V_{CC} = 14,4 \text{ V}$ $R_L = 4 \text{ } \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$		80		dB
Sensibilitatea	V_{ieb}	$P_o = 6 \text{ W}$ $V_{CC} = 14,4 \text{ V}$ $R_L = 4 \text{ } \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$				
		$R_E = 56 \text{ } \Omega$ $R_E = 22 \text{ } \Omega$		80 35		mV _{ef} mV _{ef}
Tensiunea de zgomot la intrare		$V_{CC} = 14,4 \text{ V}$ $R_G = 0 \text{ } \Omega$ $B = 20 \text{ Hz} \dots 20 \text{ kHz}$			2	μV
Puterea de ieșire	P_o	$\delta = 10\%$ $R_L = 4 \text{ } \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$				
		$V_{CC} = 16 \text{ V}$		7		W
		$V_{CC} = 14,4 \text{ V}$	4,6	6		W
		$V_{CC} = 9 \text{ V}$		2,5		W
		$V_{CC} = 6 \text{ V}$		1		W
Coeficient de distorsiuni	δ	$V_{CC} = 14,4 \text{ V}$ $R_L = 4 \text{ } \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$ $P_o = 50 \text{ mW} \dots 3 \text{ W}$		0,3		%
Frecvența de sus a benzii (la -3 dB)	f_s	$V_{CC} = 14,4 \text{ V}$ $R_L = 4 \text{ } \Omega$ $C_3 = 820 \text{ pF}$ $C_3 = 1,5 \text{ nF}$		20 10		kHz kHz
Consumul de la sursa de alimentare	I_{CC}	$P_o = 6 \text{ W}$ $V_{CC} = 14,4 \text{ V}$ $R_L = 4 \text{ } \Omega$		200		mA

Tabelul 3.6 (continuare)

TBA 810S, TBA 810AS

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	TBA 810S TBA 810AS	$R_{th,j-a}$ (max)	70 80	$^{\circ}\text{C/W}$ $^{\circ}\text{C/W}$
Rezistența termică joncțiune-capsulă	TBA 810S TBA 810AS	$R_{th,j-c}$ (max)	12 10	$^{\circ}\text{C/W}$ $^{\circ}\text{C/W}$

Pentru aplicații există două variante de bază: cu difuzorul la V_{CC} și cu difuzorul la masă.

În figura 3.54 este prezentată varianta cu difuzorul la V_{CC} .

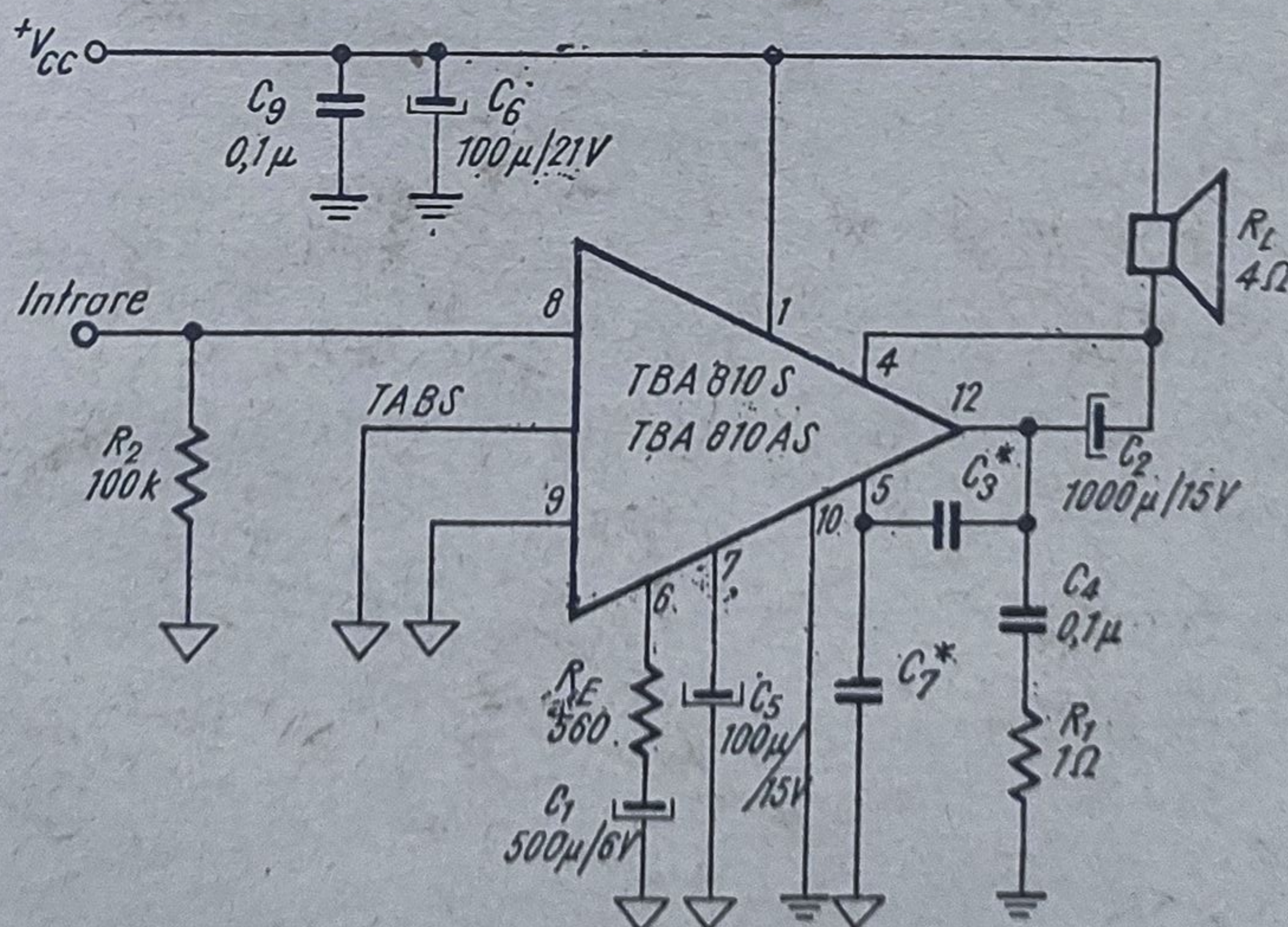
Banda de frecvență a amplificatorului este determinată de capacitățile C_7 și C_3 (vezi graficul din figura 3.55). În figura 3.56 este prezentată o vedere de pe partea cu piese a cablajului imprimat al amplificatorului audio realizat cu circuitul integrat TBA 810S.

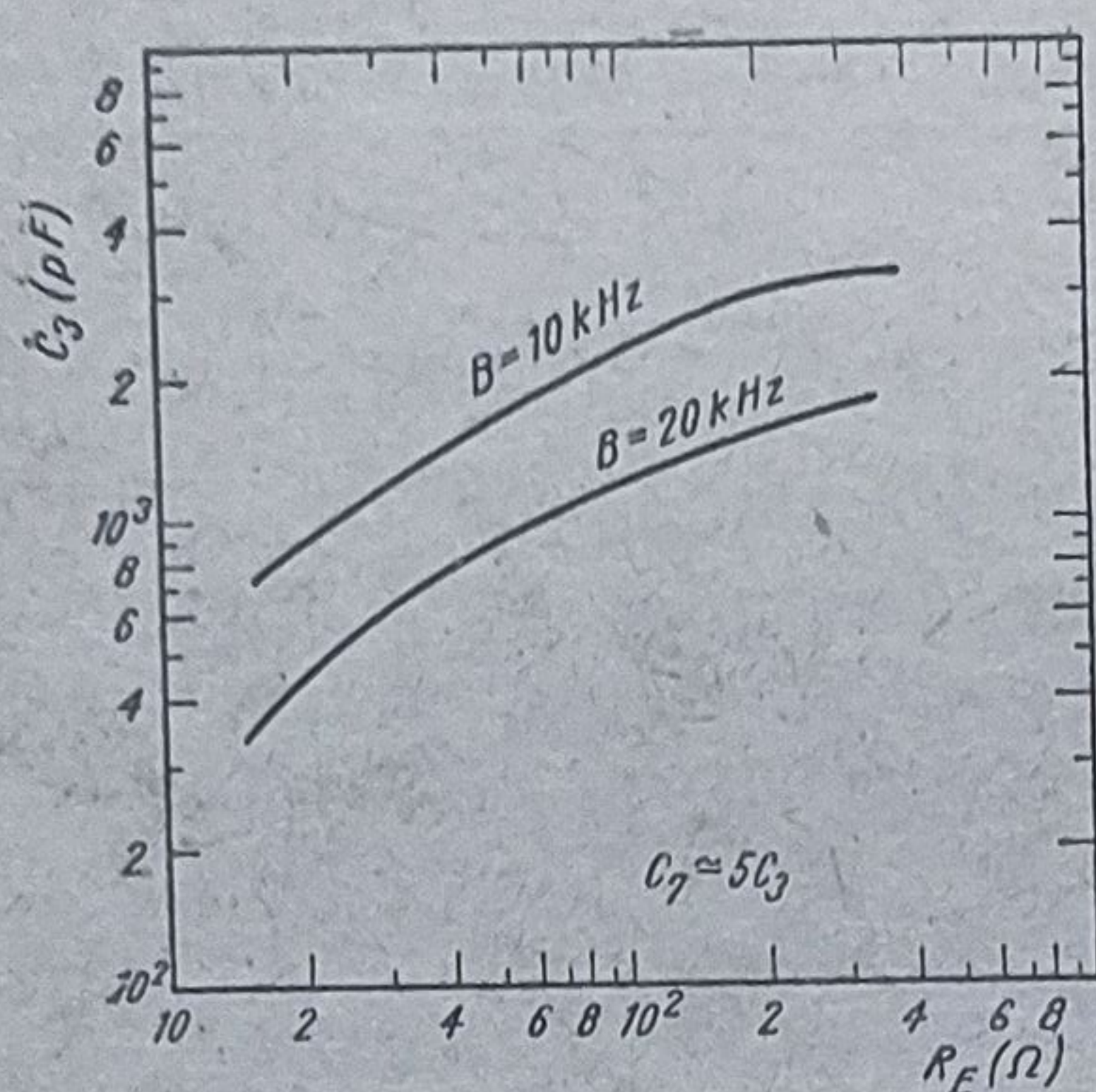
În figurile 3.59 și 3.57 sînt prezentate două variante de răcire: cu radiator extern și prin cablajul imprimat. În ultima variantă aripioarele de răcire ale circuitului se lipesc pe două patrate formate din cuprul foarte subțire al cablajului imprimat. În mod evident, performanțele în acest caz vor fi modeste.

Exemplu: Din figura 3.58, alegînd:

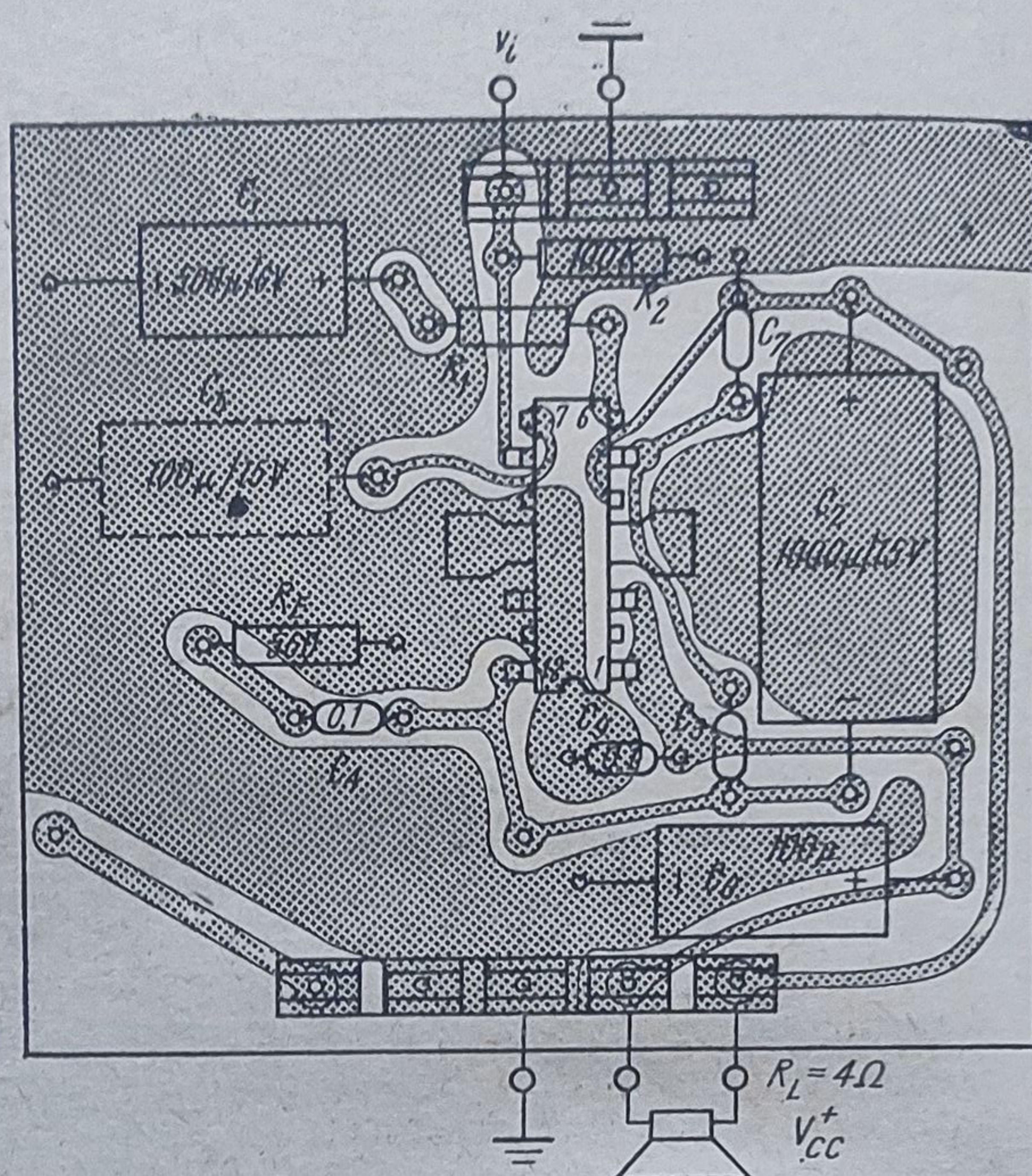
$l = 15 \text{ mm}$, $R_{thj-amb} = 45^{\circ}\text{C/W}$ și $t_{amb} = + 55^{\circ}\text{C}$
rezultă:

$$P_{Dmax} \leq 2,1 \text{ W.}$$

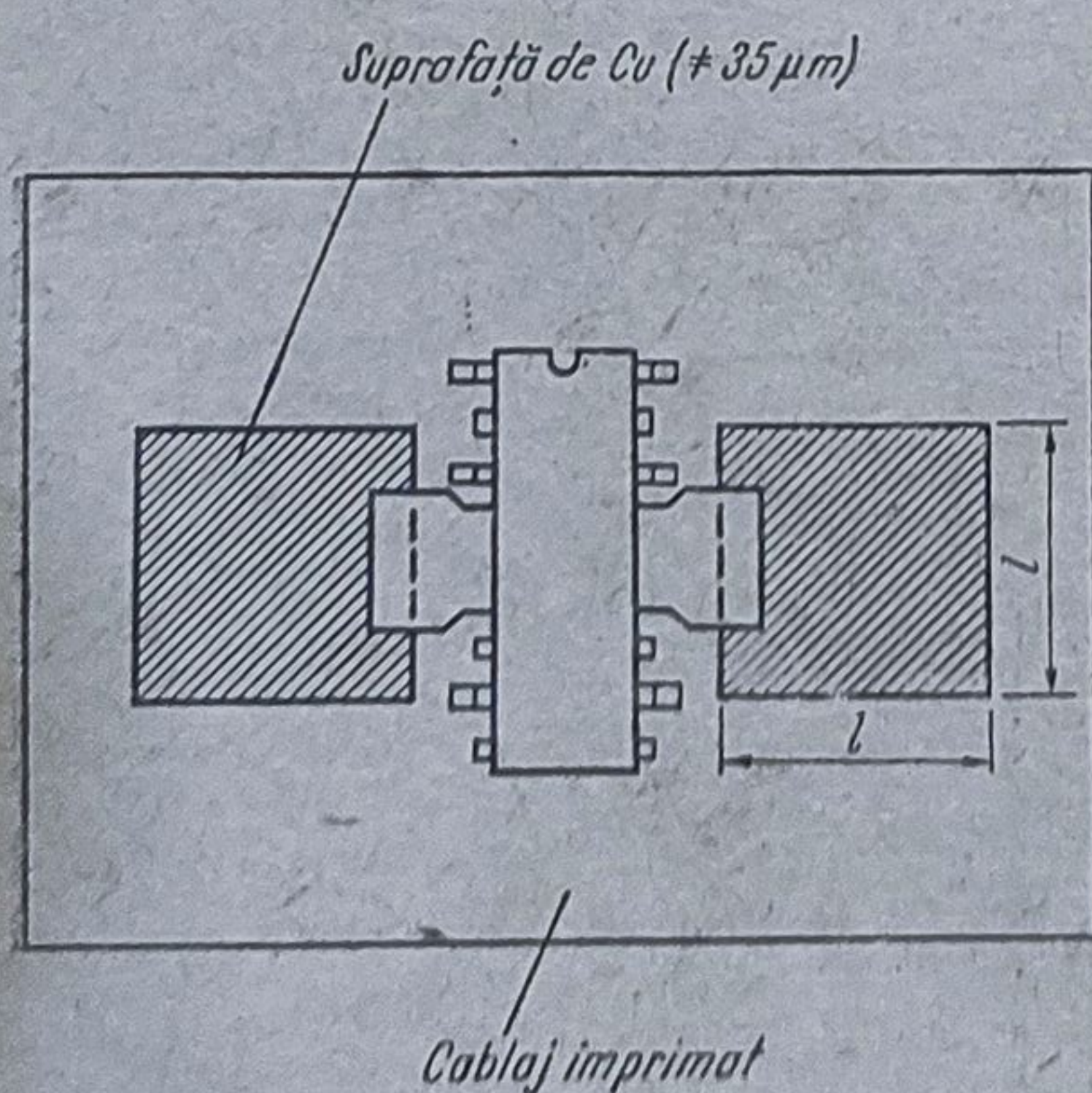
3.54 Schema tipică de utilizare cu difuzorul la V_{CC} .



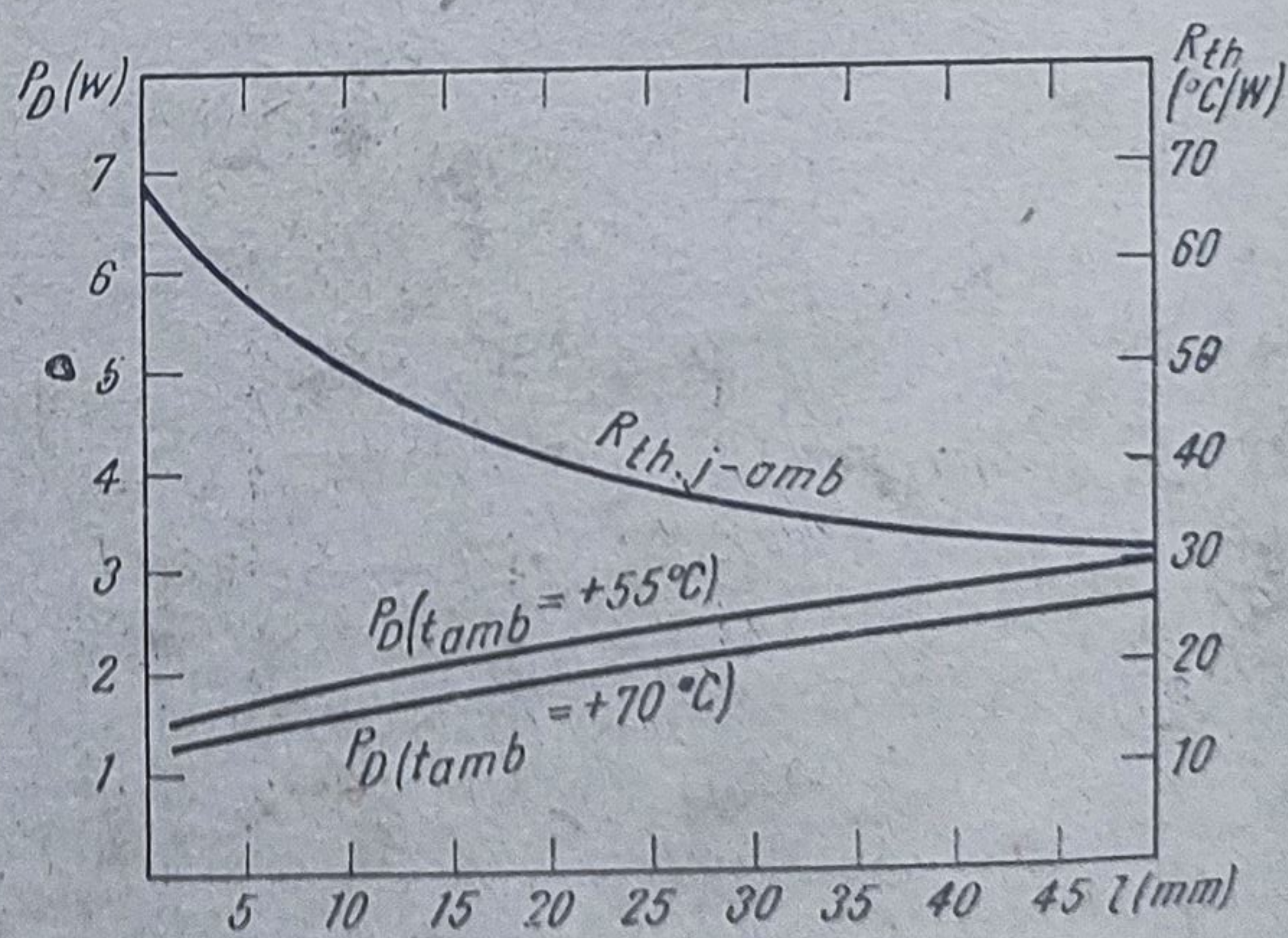
3.55 Valorile capacității C_3 în funcție de R_E .



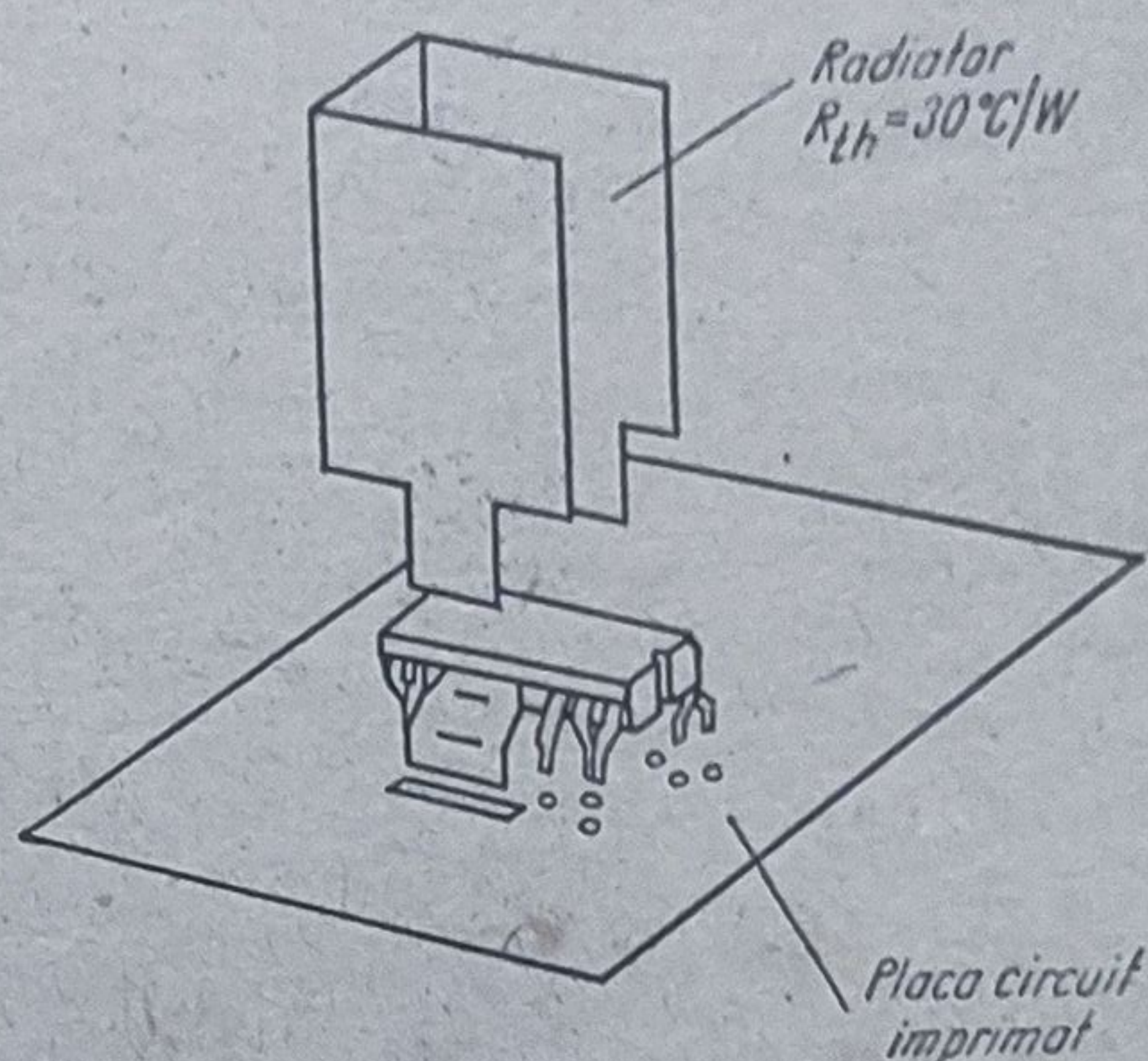
3.56 Cablajul imprimat al unui amplificator audio realizat cu TBA 810S (difuzorul la V_{CC}).



3.57 Utilizarea cablajului imprimat pentru răcirea lui TBA 810S.



3.58 Puterea disipată maximă în funcție de aria de cupru din cablajul imprimat utilizat ca radiator.

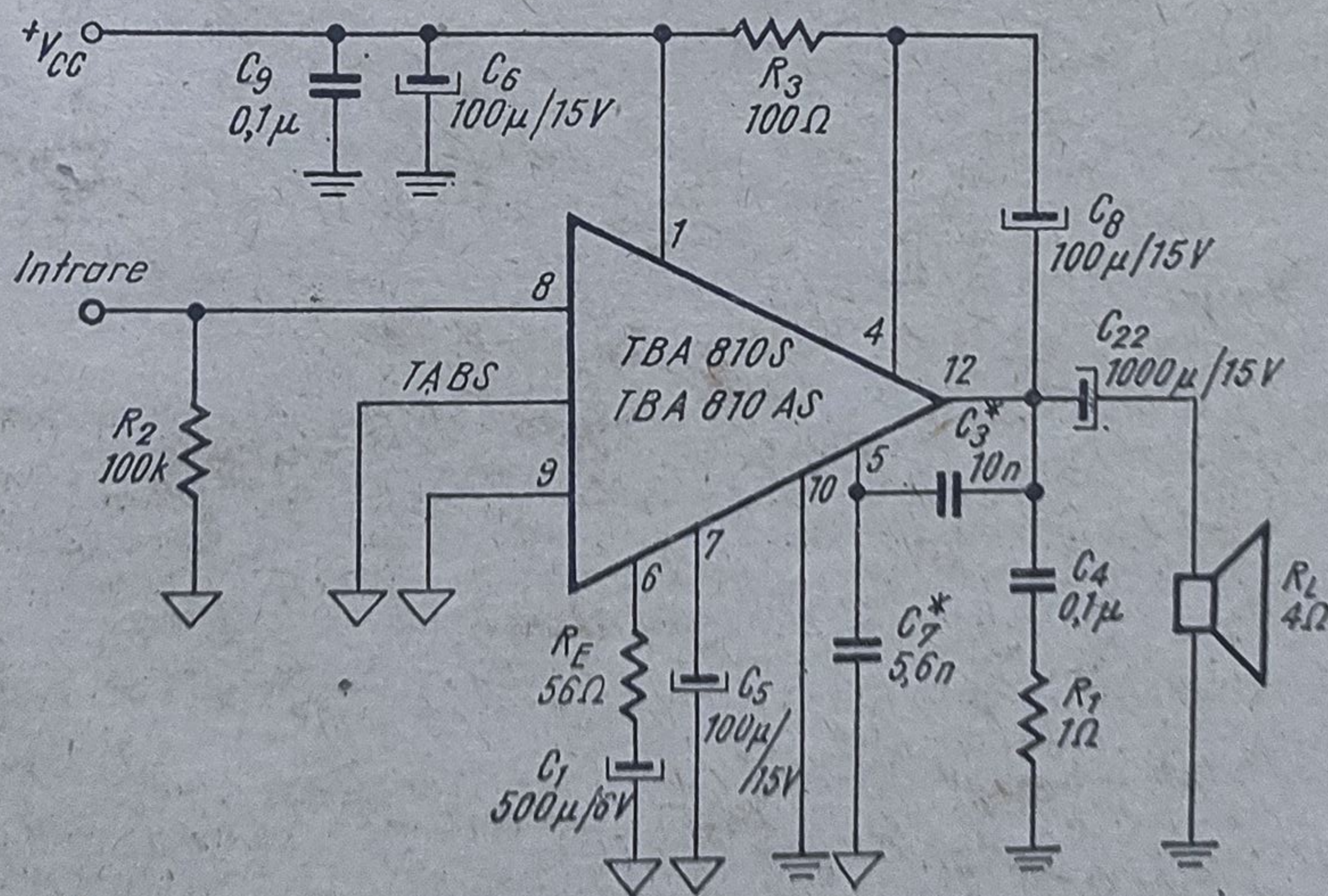


3.59 Fixarea radiatorului extern pentru TBA 810S.

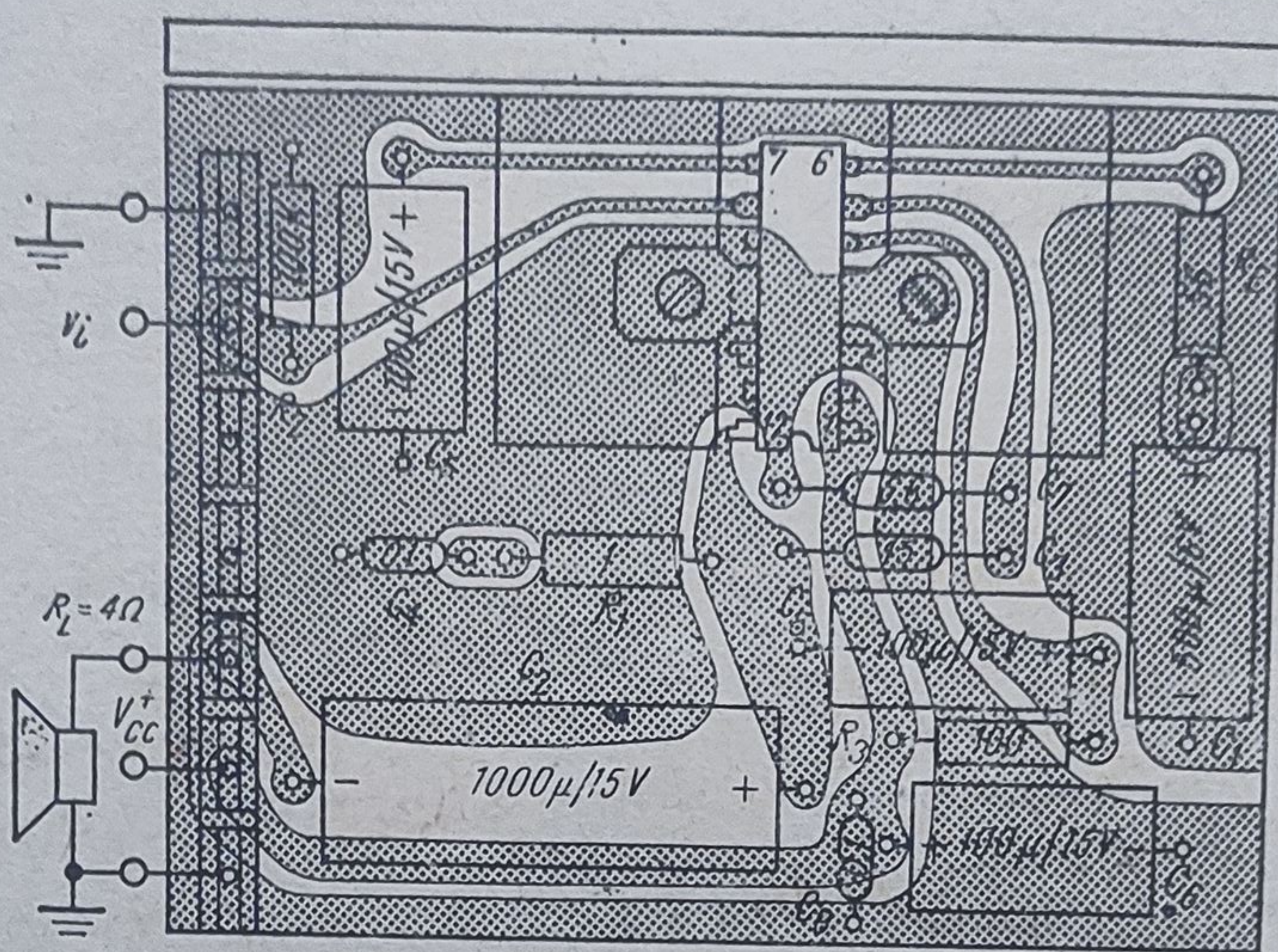
În figura 3.60 este prezentată schema de utilizare cu difuzorul legat la masă. Și în acest caz banda de frecvență este determinată de capacitățile C_3 și C_7 (vezi graficul din figura 3.55).

În figura 3.61 este prezentată o vedere de pe partea cu piese a cablajului imprimat al amplificatorului audio complet cu circuitul TBA 810AS.

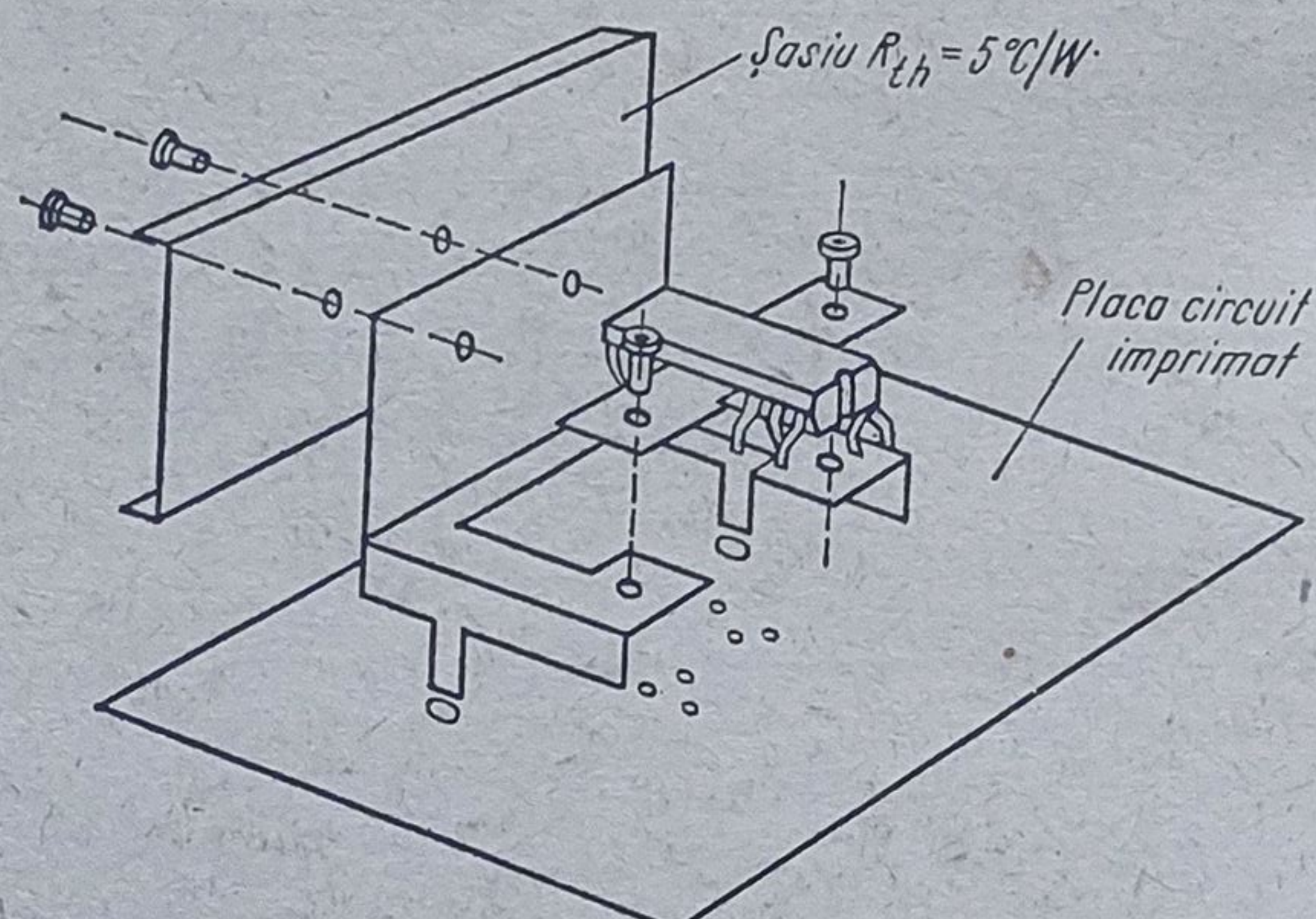
Avînd în vedere performanțele sale termice superioare, pentru TBA 810AS se recomandă utilizarea unui radiator extern ca în figura 3.62.



3.60 Schema tipică de utilizare cu difuzorul la masă



3.61 Cablajul imprimat al unui amplificator audio realizat cu TBA 810AS (difuzorul le masă)



3.62 Fixarea radiatorului extern pentru TBA 810AS

Bibliografie

1. Boisard, C., Amplificateur BF de puissance 2W/12 V TBA 790, Information technique nr. 56-LA-133, SESCOSEM, 1971
2. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H., Circuite integrate liniare, E. tehnică, Bucureşti, 1975.
3. Gheorghiu, V., Influenţa câştigului static al tranzistoarelor etajului final din circuitul TBA 790 asupra factorului de distorsiuni armonice, IPRS — BĂNEASA Raport intern, 1977.
4. Bărbat, B., ş.a., Amplificatoare de audiofrecvenţă, Editura tehnică, Bucureşti, 1972.
5. Vătăşescu, A. Circuite cu semiconductoare în industrie. E. tehnică, Bucureşti, 1971
6. * * * NATIONAL SEMICONDUCTOR, Audio Handbook, 1976.
7. * * * Halbleiter—Datenbuch 1968/1969 SIEMENS.
8. * * * SESCOSEM Manuel d'applications, Radio, TV, Automobile, 1974.
9. Vătăşescu A. ş.a., Dispozitive semiconductoare, Manual de utilizare, E. tehnică, Bucureşti, 1975.
10. * * * UNITRA CEMI, Elementy Półprzewodnikowej układy scalone, KATALOG SKRÓCONY — 1975
11. * * * SGS-ATES, Linear integrated circuits, June 1978.
12. * * * TESLA, Polovodičové součástky, 1977.

4.1. Destinație

Decodorul stereo este un circuit utilizat în receptoarele stereofonice cu modulație de frecvență (MF) pentru a separa din semnalul stereo multiplex de la ieșirea demodulatorului MF , semnalul audio pentru cele 2 canale: stînga $L(t)$ și dreapta $R(t)$.

4.1.1. Principiul transmisiunii stereofonice¹

Un sistem de radiodifuziune stereofonică transmite la ascultător două semnale audio diferite. Aceste semnale aplicate la două difuzoare plasate corespunzător, dau posibilitatea ascultătorului să localizeze în spațiu poziția relativă a diferitelor surse sonore.

Cele două semnale se numesc în conformitate cu plasarea difuzoarelor față de ascultător *semnal stînga* — L și *semnal dreapta* — R^* . Spectrele lor sînt cuprinse în intervalul 30 Hz ... 15 kHz.

Problema care trebuie rezolvată din punctul de vedere al transmisiunii acestor semnale la ascultător este determinată de necesitatea transmiterii lor *simultane*.

Dintre numeroasele soluții care s-au experimentat pentru transmiterea simultană a celor două informații L și R s-a adoptat în cele din urmă aceea care utilizează un sistem multiplex în domeniul frecvenței. Sînt folosite două variante ale acestui sistem: cu modulație polară și cu frecvență pilot. Sistemul recomandat de $CCIR^{**}$, adoptat de majoritatea țărilor și de țara noastră este cel cu frecvență pilot. În acest sistem pentru transmiterea simultană a celor două semnale a căror spectre sînt cuprinse în același domeniu de frecvență, se face translatarea unuia dintre ele, astfel ca cele două spectre și deci cele două informații să nu se suprapună. Translatarea spectrului se

* Notățiile L și R , unanim acceptate, provin din inițialele cuvintelor din limba engleză *Left* — stînga, *Right* — dreapta.

** $CCIR$ — Comisia Consultativă Internațională Radio.

face prin modularea în amplitudine a unei subpurătoare. Semnalul complex rezultat conține „codificat” informațiile din cele două canale $L(t)$ și $R(t)$; el se numește *semnal stereo multiplex cu frecvență pilot** și este semnalul modulator care modulează în frecvență purătoarea de înaltă frecvență.

4.1.2. Semnalul stereo multiplex

Din motive de *compatibilitate* a receptoarelor stereo cu cele monofonice, în sistemul de transmisie stereofonică descris, nu se transmit de fapt informațiile din canalul stînga și dreapta, ci numai suma și diferența lor.

Notînd L și R informațiile din cele două canale, semnalul sumă M , este dat de relația:

$$M = \frac{L + R}{2}, \quad (4.1)$$

iar semnalul diferență S , de relația:

$$S = \frac{L - R}{2}. \quad (4.2)$$

Semnalul diferență S modulează în amplitudine o subpurătoare de frecvență $f_s = 38$ kHz.

În acest mod spectrul semnalului S este translatat cu frecvența f_s . Deoarece se folosește o modulație de amplitudine cu subpurătoarea suprimată, expresia semnalului diferență translatat S^* va fi:

$$S^* = S \sin \omega_s t. \quad (4.3)$$

O primă parte a semnalului stereo multiplex se formează prin însumarea semnalului sumă M și a semnalului diferență translatat S^* .

La recepție, pentru a se putea realiza demodularea semnalului multiplex este necesară refacerea cu fază corectă a subpurătoarei suprimate. În acest scop semnalul multiplex mai conține și un semnal pilot P de frecvență f_p , egală cu jumătate din frecvența subpurătoarei, adică 19 kHz:

$$f_p = f_s/2.$$

Expresia semnalului stereo multiplex va fi deci

$$v_m = M + S \sin \omega_s t + P \sin (\omega_s t/2). \quad (4.4)$$

Acest semnal v_m modulează în frecvență purătoarea de înaltă frecvență, deviația maximă de frecvență fiind $\Delta f_{max} = 75$ kHz sau 50 kHz.

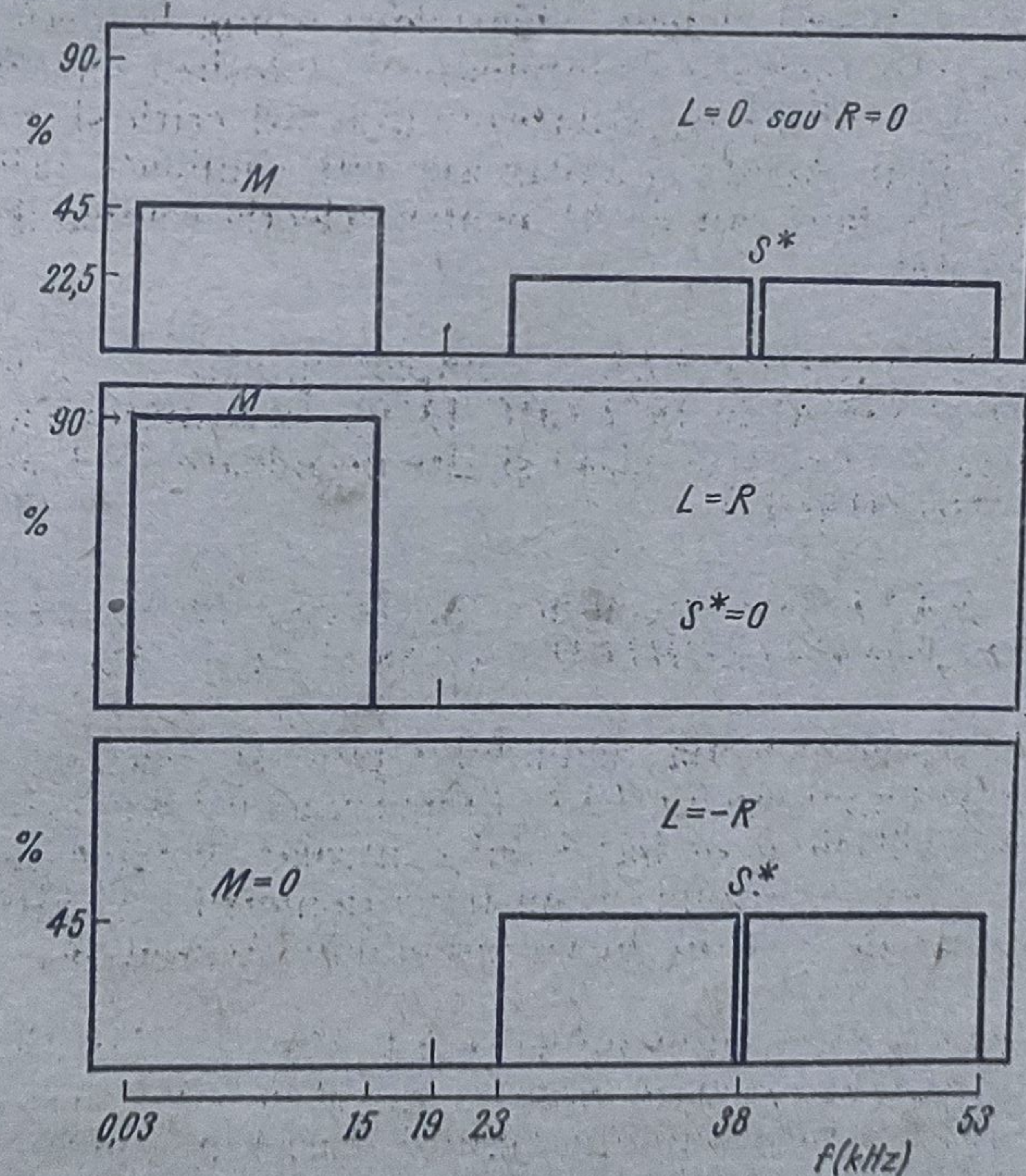
* De multe ori componenta — din semnalul multiplex — cu frecvența pilot — este denumită *ton pilot* sau *pilot*.

Parametrii recomandați de CCIR pentru acest sistem de transmisie radiofonică sînt:

- deviația de frecvență produsă de semnalul sumă M :
maximum $0,9 \Delta f_{max}$;
- deviația de frecvență produsă de semnalul diferență S :
maximum $0,9 \Delta f_{max}$;
- frecvența subpurtătoare: $38 \text{ kHz} \pm 4 \text{ Hz}$;
- deviația de frecvență produsă de restul de subpurtătoare:
maximum $0,01 \Delta f_{max}$;
- frecvența semnalului pilot: $19 \text{ kHz} \pm 2 \text{ Hz}$;
- deviația de frecvență produsă de semnalul pilot: $(0,08 \dots 0,1) \Delta f_{max}$

Spectrul și amplitudinile maxime ale componentelor care compun un astfel de semnal sînt reprezentate în figura 4.1 pentru trei situații limită:

- (1) $L = 0$ sau $R = 0$;
- (2) $L = R$ (în acest caz $S = 0$; spectrul este cuprins numai în domeniul audio);
- (3) $L = -R$ (în acest caz $M = 0$; spectrul este format din cele două benzi laterale care provin din modulația subpurtătoarei de 38 kHz).



4.1 Spectrul semnalului multiplex stereo pentru cazul a trei situații extreme.

4.2. Decodorul stereo βA 758

În receptorul stereofonic MF , a cărui schemă bloc este prezentată în figura 4.16., purtătoarea de înaltă frecvență modulată în frecvență cu semnalul stereo multiplex este captată de antenă, prelucrată în blocul UUS , transpusă în FI , amplificată și demodulată în blocul amplificator FI — detector MF . După demodulare, la ieșirea detectorului MF se regăsește semnalul multiplex stereo care conține informațiile din cele două canale $R(t)$ și $L(t)$, în conformitate cu descrierea anterioară. Acest semnal se aplică la intrarea etajului decodor.

Etajul decodor stereo reconstituie prin prelucrarea semnalului stereo multiplex informațiile audio pentru cele două canale, realizând următoarele operații:

- selectează semnalul pilot din semnalul multiplex;
- reface purtătoarea folosind semnalul pilot;
- demodulează semnalul diferență S^* folosind purtătoarea refăcută;
- separă informațiile pentru cele două canale, dreapta și stînga.

Pînă la apariția decodoarelor integrate selecția semnalului pilot și refacerea subpurtătoarei se realizau prin folosirea circuitelor acordate și a dubloarelor de frecvență. Aceste sisteme chiar dacă ajung la performanțe acceptabile au dezavantaje serioase determinate de folosirea circuitelor acordate: dimensiuni mari, cost ridicat, necesitatea unui acord critic și eventuale variații ale acordului în timp. Aceste dezavantaje sînt eliminate prin folosirea circuitelor cu calare de fază sau PLL^* pentru selecția semnalului pilot și refacerea subpurtătoarei.

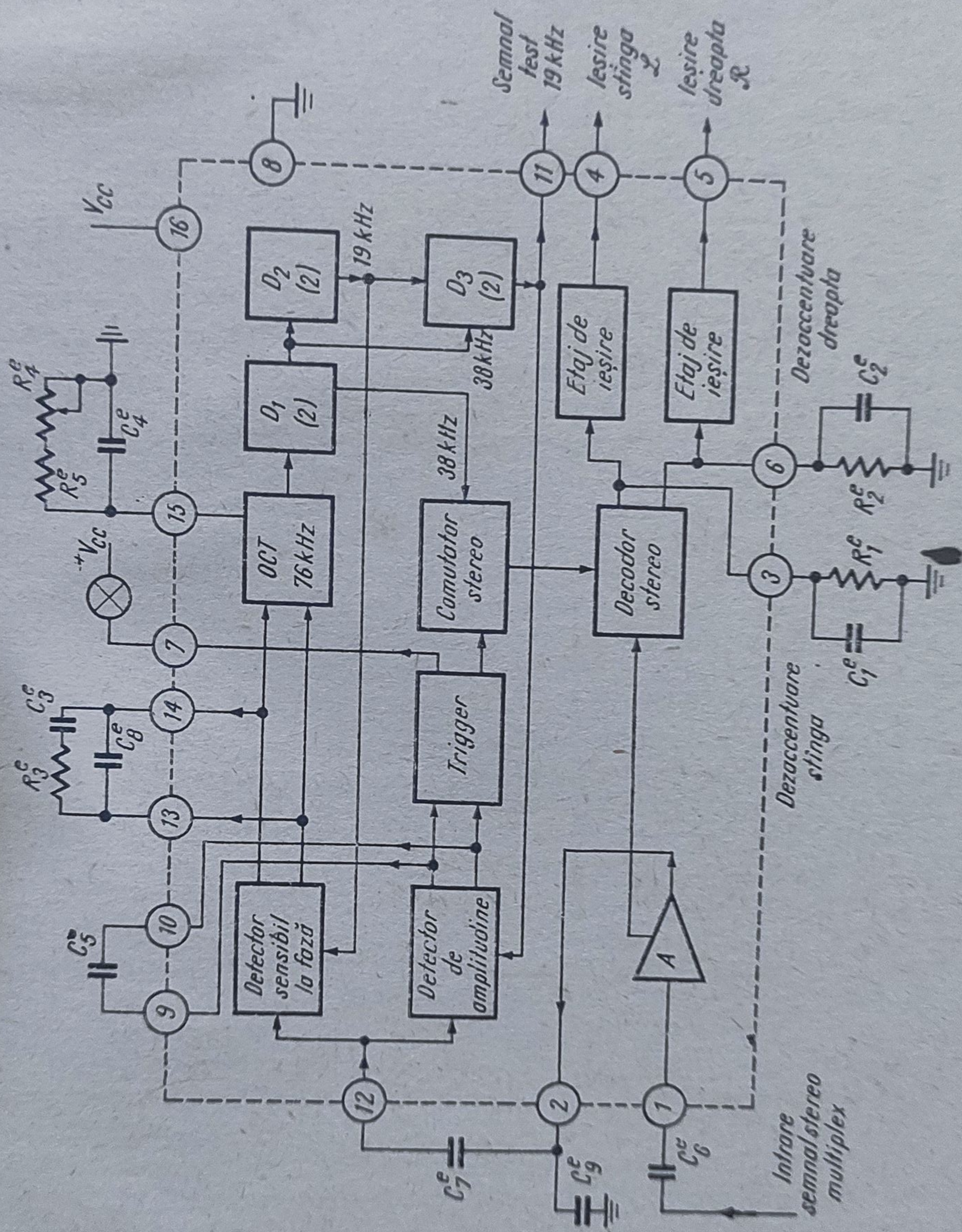
Primul decodor stereo PLL — complet integrat — a fost realizat de firma *MOTOROLA* (SUA) în 1972 (MC 1310). În următorii ani firmele mari de circuite integrate au scos pe piață și alte decodoare PLL asemănătoare cu primul circuit *MOTOROLA*.

La IPRS-BĂNEASA se fabrică un decodor stereo PLL — βA 758 — echivalent cu circuitele FAIRCHILD μA 758 și RCA 758.

În acest decodor selecția semnalului pilot și refacerea subpurtătoarei se face cu ajutorul unui circuit PLL . Singurul acord necesar este cel al frecvenței libere de oscilație a oscilatorului controlat în tensiune (OCT), reglaj care se face în curent continuu cu un potențiometrul. Circuitul include și un comutator automat de mod de lucru monofonic/stereofonic.

Schema bloc a circuitului integrat βA 758 este dată în figura 4.2. În această figură în partea de sus se găsește lanțul de refacere a subpurtătoarei, în partea de mijloc lanțul comutatorului de lucru mono/stereo, iar în partea de jos decodorul stereo propriu-zis (demodulatorul decodor stereo).

Pentru descrierea funcționării circuitelor PLL vezi capitolul 1.



4.2 Schema bloc a decodorului stereo PLL, $\beta A 758$.

În figura 4.2 ca de altfel în toate figurile din acest capitol, numărul plasat într-un cerc pe linia întreruptă — care constituie „marginea” fizică a circuitului — corespunde numărului terminalului de la încapsularea tipică (*DIL* — dual in line — în plastic cu 16 terminale).

Indicele „e” se atașează componentelor exterioare circuitului integrat pentru a se evita confuziile cu elementele proprii ale circuitului integrat.

Refacerea subpurtătoarei s-ar putea realiza în principiu prin folosirea unui oscilator care să genereze un semnal de 38 kHz sau eventual un multiplu al acestei valori. Această soluție prezintă însă dezavantajul esențial al funcționării nesigure din cauza instabilității frecvenței oscilatorului.

O soluție mult mai elegantă și eficientă o constituie utilizarea unui circuit *PLL* care se prinde pe un multiplu al frecvenței semnalului pilot, obținându-se în acest fel o subpurtătoare refăcută, într-o relație de fază constantă față de semnalul pilot.

Circuitul *PLL* se compune din oscilatorul controlat în tensiune (*OCT*), două divizoare cu doi D_1 , D_2 și un detector sensibil la fază (*DSF*). Frecvența de oscilație a *OCT* — de aproximativ 76 kHz — este divizată de divizoarele D_1 , D_2 ; se obține astfel un semnal cu o frecvență de 19 kHz, care este adus la o intrare a *DSF*, constituind semnalul de referință. La cealaltă intrare a *DSF* se aplică — prin intermediul amplificatorului *A* și a condensatorului de cuplaj conectat din exterior între terminalele 2 și 12 — semnalul multiplex de la intrare. La ieșirea detectorului de fază rezultă o componentă de curent continuu proporțională cu defazajul dintre semnalul de 19 kHz rezultat prin divizarea semnalului de la ieșirea *OCT* și semnalul pilot. Această componentă se aplică, după o filtrare corespunzătoare, la intrarea de comandă a *OCT*, acționând asupra frecvenței sale de oscilație în sensul reducerii erorii de fază. În acest fel frecvența de oscilație a *OCT* se modifică în permanență, urmărind și călîndu-se pe frecvența semnalului pilot.

Semnalul de la ieșirea divizorului D_2 este în cuadratură cu semnalul pilot, iar semnalul cu frecvența de 38 kHz obținută la ieșirea divizorului D_1 este în fază². (vezi figura 4.12). Aceste relații de fază sînt necesare pentru a se putea realiza decodarea stereo (vezi § 4.3).

Comutatorul stereo întrerupe funcționarea demodulatorului stereo atunci cînd în semnalul de intrare nu există semnal pilot (cazul transmisiei monofonice) sau atunci cînd nivelul semnalului pilot este mai mic decît o valoare de prag. Această întrerupere este necesară, deoarece decodorul stereo degradează raportul semnal/zgomot. De aceea, este de dorit ca funcționarea să fie întreruptă automat atunci cînd semnalul stereo nu are o valoare suficientă.

La intrările detectorului de amplitudine a semnalului pilot este adus pe de o parte semnalul multiplex amplificat (prin terminalul 12), iar pe de altă parte din divizorul D_3 un semnal de 19 kHz care este în fază cu semnalul pilot cînd circuitul *PLL* este prins. (Forma de undă la ieșirea divizorului D_3 este decalată cu $\pi/2$ față de cea de la ieșirea divizorului D_2 — vezi figura 4.12). La sincronism, la ieșirea detectorului de amplitudine rezultă o componentă continuă care selectată de un filtru trece jos se aplică la intrarea unui trigger. Dacă această componentă este mai mare decît o anumită

tensiune de prag, triggerul comută, comandă închiderea comutatorului stereo și permite astfel trecerea subpurtătoarei refăcute spre demodulatorul stereo. Triggerul comandă totodată și aprinderea unui bec indicator conectat exterior la terminalul 7 (becul aprins indică recepție stereofonică).

Decodorul stereo propriu-zis este un multiplicator în care se face înmulțirea a două tensiuni: una fiind cea a semnalului multiplex, iar cea de a doua, tensiunea subpurtătoarei refăcute sincronizată după semnalul pilot.

Se poate arăta (vezi § 4.3.8) că la cele două ieșiri ale modulatorului se obțin curenți proporționali cu semnalele din cele două canale: la ieșirile circuitului se separă la terminalul 4 informația de pe canalul stînga $L(t)$, iar la terminalul 5 cea de pe canalul dreapta $R(t)$.

4.3. Schema electrică

Schema electrică a circuitului este prezentată în figura 4.3. În continuare se va face o descriere de detaliu a etajelor care o compun, etaje care cuprind peste 140 tranzistoare și diode și 134 rezistențe. (βA 758 este unul din cele mai complexe circuite integrate liniare monolitice).

4.3.1. Blocul de alimentare stabilizată

Blocul de alimentare stabilizată (vezi figura 4.4) este un stabilizator de tensiune de tip serie (elementul de reglaj serie este format din tranzistoarele Q_1 Q_2 , amplificatorul de eroare din tranzistorul Q_3 , iar elementul de referință îl constituie dioda stabilizatoare DZ_1). Stabilizatorul alimentează o linie de tensiune V_A la care este legată majoritatea etajelor circuitului. Fac excepție etajele de ieșire, circuitul de comandă al becului și o parte din oscilator, toate acestea fiind alimentate direct de la sursa de alimentare exterioară V_{cc} .

Tensiunile stabilizate V_1 și V_2 , care se obțin prin divizarea din V_A , servesc pentru stabilirea potențialelor de curent continuu în etajele demodulator stereo, detector sensibil la fază și detector de amplitudine a semnalului pilot.

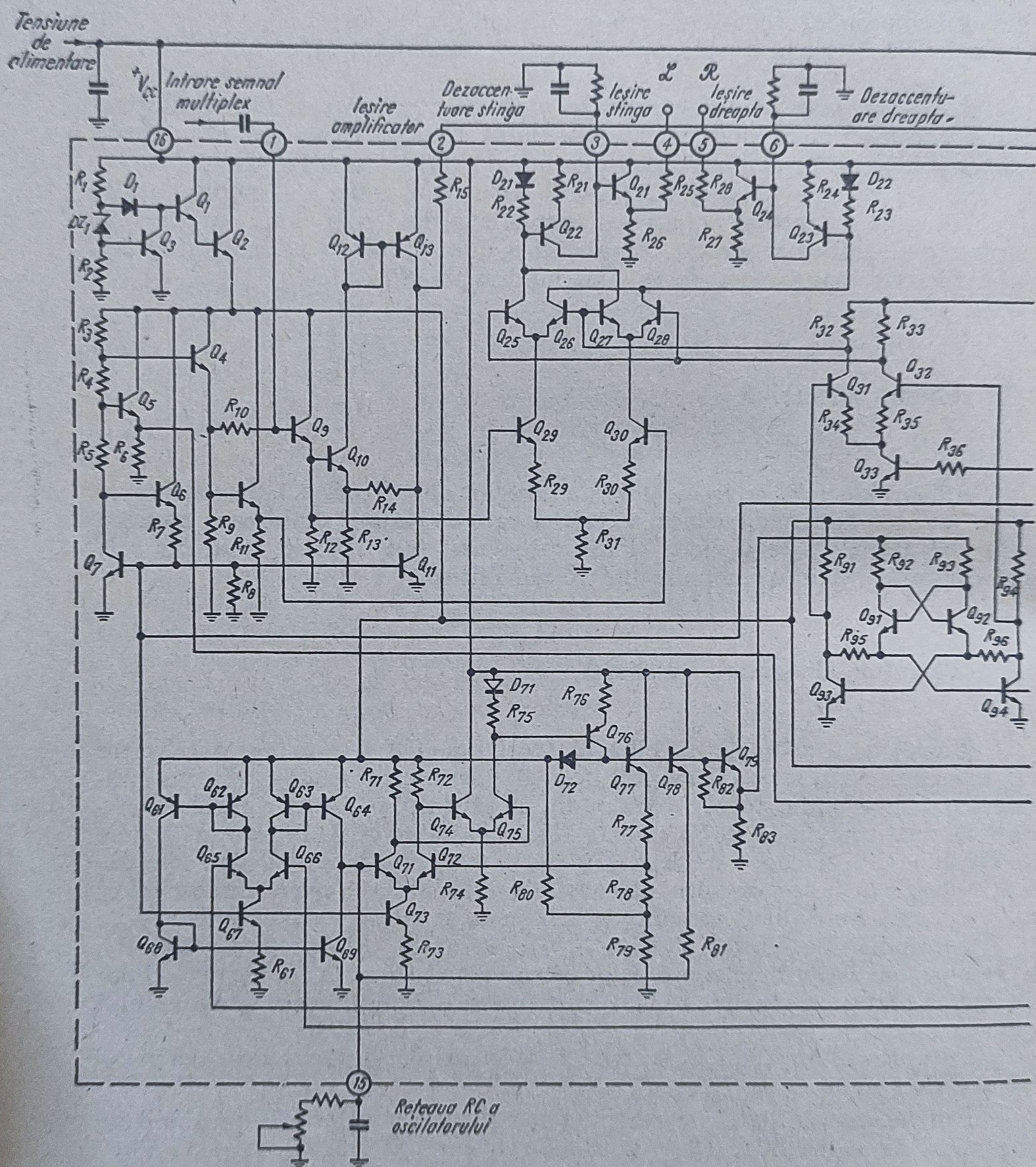
Cu ajutorul tensiunii V_3 se fixează valoarea curenților celor cinci generatoare de curent I_3 , I_4 , I_5 , I_6 , I_7 .

Pentru valorile date ale rezistențelor și pentru valori ale tensiunii de alimentare în gama 10 ... 18 V tensiunile și curenții stabiliți rezultă:

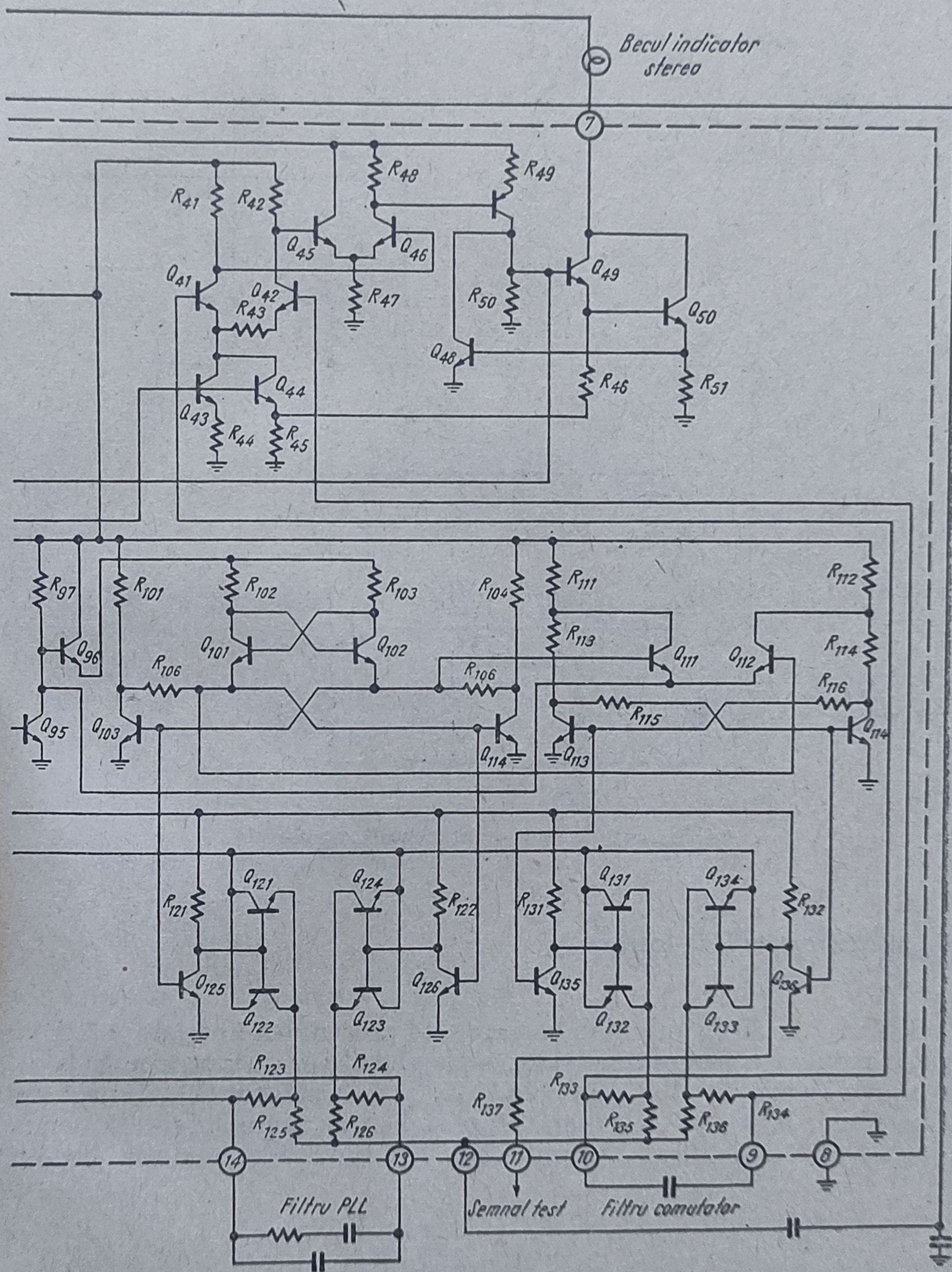
$$V_A \cong 6 \text{ V}; \quad V_1 \cong 2,5 \text{ V}; \quad V_2 \cong 2,8 \text{ V};$$

$$I_3 \cong 0,94 \text{ mA}; \quad I_4 \cong 80 \text{ } \mu\text{A}; \quad I_5 \cong 95 \text{ } \mu\text{A};$$

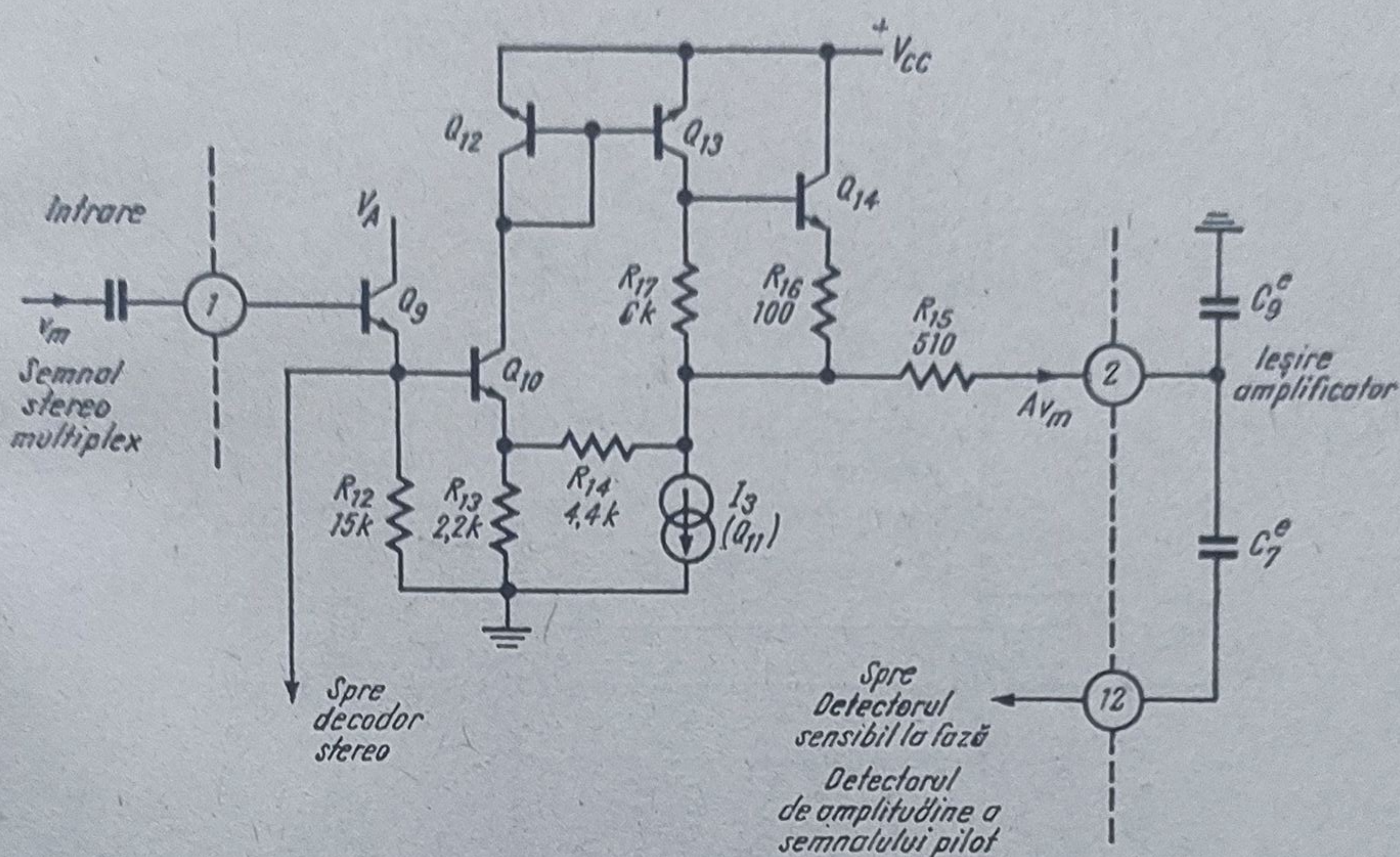
$$I_6 \cong 30 \text{ } \mu\text{A}; \quad I_7 \cong 95 \text{ } \mu\text{A}.$$



4.3 Schema electrică a decodurului



stereo PLL, βA 758.



4.5 Schema amplificatorului de intrare.

Rezistența de intrare are o valoare de ordinul 20 ... 40 k Ω suficient de mare pentru a nu încărca etajul care atacă decodorul stereo.

Rezistența R_{15} de 510 Ω , în serie cu ieșirea amplificatorului, împreună cu capacitatea C_9 , legată exterior la terminalul 2, realizează o corecție de fază (vezi § 4.4).

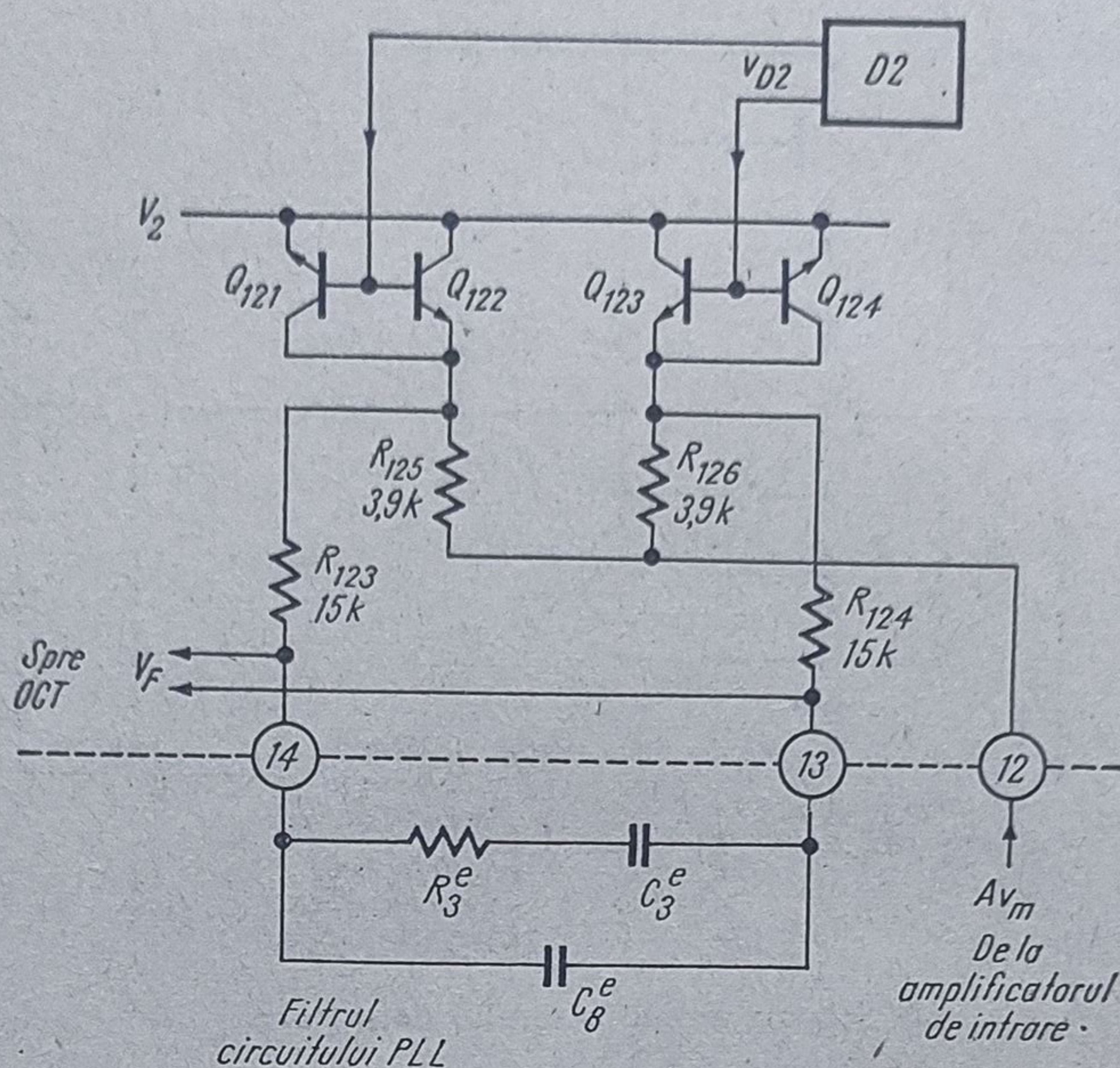
4.3.3. Detectorul sensibil la fază

La ieșirea detectorului sensibil la fază³ se obține o tensiune v_p proporțională cu defazajul θ al semnalului pilot,

$$v_p = AP \sin(\omega_p t + \theta) \quad (4.6)$$

față de semnalul dreptunghiular v_{D2} de frecvență 19 kHz, de la ieșirea divizorului D_2 . În relația 4.6, $\omega_p/(2\pi) = f_p = 19$ kHz; factorul A apare deoarece semnalul pilot a fost amplificat de A ori în amplificatorul de intrare.

Schema detectorului sensibil la fază este prezentată în figura 4.6. Perechile de tranzistoare din circuit lucrează ca niște comutatoare de curent. Amplitudinea semnalului dreptunghiular v_{D2} trebuie să fie suficientă pentru a asigura blocarea, respectiv saturația tranzistoarelor comutatoare de curent.



4.6 Schema detectorului sensibil la fază.

Valoarea medie V_F a tensiunii care apare la bornele rezistențelor R_{125} , R_{126} datorită impulsurilor de curent care trec prin ele este determinată numai de semnalul pilot*, în conformitate cu relația

$$V_F = \frac{2AP}{\pi} \cos \theta. \quad (4.7)$$

Dacă θ este apropiat de $\pi/2$ ($\theta = \pi/2 \pm \alpha$, α fiind mic) componenta continuă devine practic proporțională cu α .

$$V_P = \pm \frac{2AP}{\pi} \sin \alpha \simeq \frac{2AP}{\pi} \alpha.$$

Această componentă continuă selectată de un filtru trece jos (compus din R_{123} , R_{124} și elementele exterioare conectate între terminalele 13 și 14) se aplică la intrarea OCT corectînd frecvența acestuia pînă cînd frecvența OCT devine $f_{OCT} = 4f_p$. În acest mod frecvența OCT se „calează” pe frecvența semnalului pilot; la ieșirea divizorului D_2 semnalul va fi în cuadratură cu semnalul pilot (vezi figura 4.12).

* Celelalte componente din spectrul semnalului stereo multiplex v_m , cu frecvența diferită de frecvența semnalului de referință, dau la ieșirea detectorului sensibil la fază o componentă medie nulă.

4.3.4. Oscilatorul comandat în tensiune (OCT)

Oscilatorul comandat în tensiune este format dintr-un convertor tensiune-curent (la ieșirea căruia se obține un curent I_c , de control al frecvenței oscilatorului — proporțional cu tensiunea continuă V_F de la intrare) — vezi figura 4.7 — și oscilatorul propriu-zis — vezi figura 4.8.

Componenta continuă V_F selectată de filtrul trece jos de la ieșirea detectorului sensibil la fază se aplică la intrarea etajului diferențial Q_{65}, Q_{66} . Perechile de tranzistoare fiind identice și avînd $\beta \gg 1$, rezultă distribuția de curenți din figura 4.7.

Se arată ușor că:

$$I_c = 2i,$$

unde i este dat de

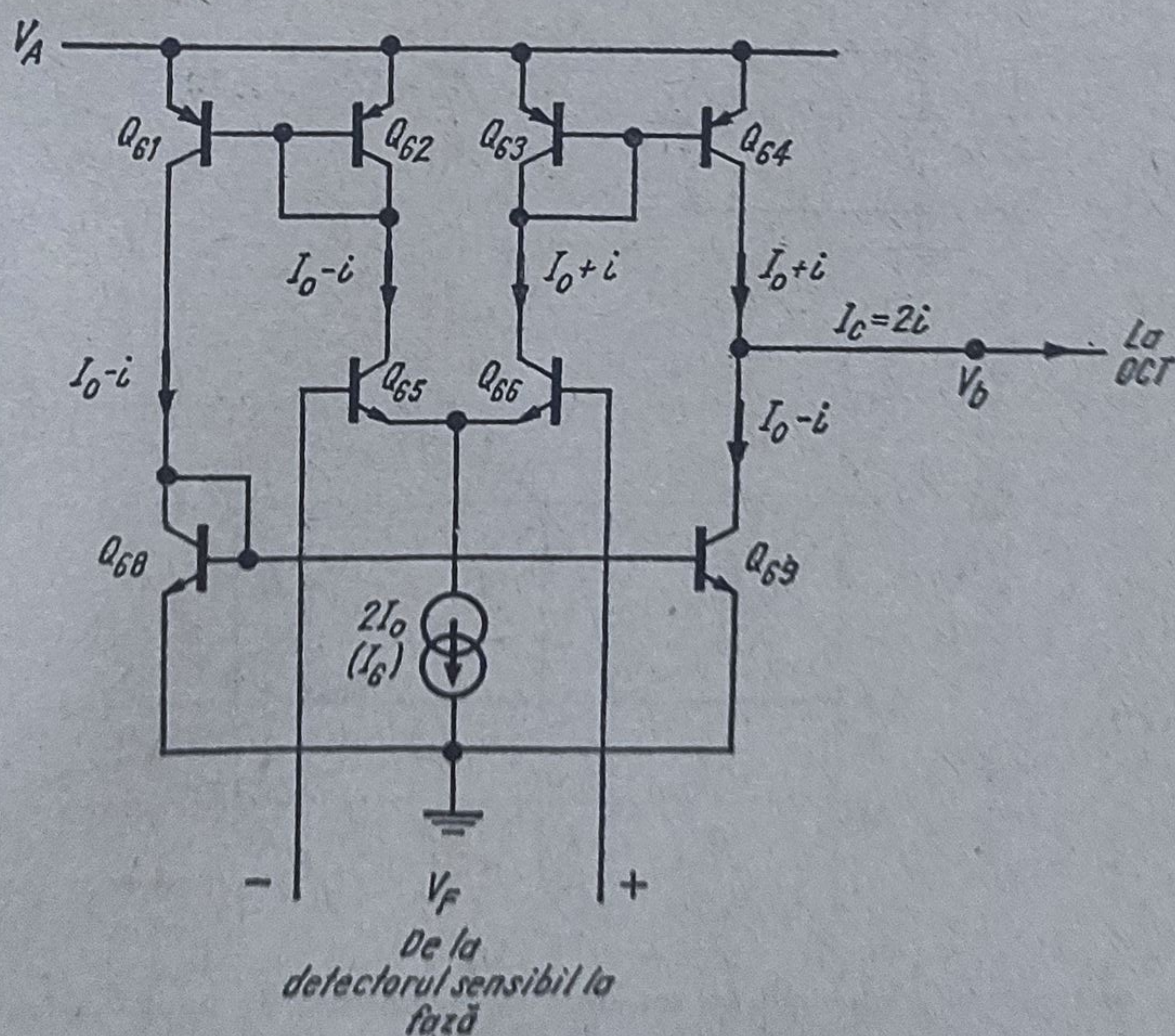
$$i = I_0 \frac{\exp \frac{V_F}{V_T} - 1}{\exp \frac{V_F}{V_T} + 1}, \quad (4.8)$$

iar $V_T = kT/q$ este tensiunea termică (26 mV la 25°C).

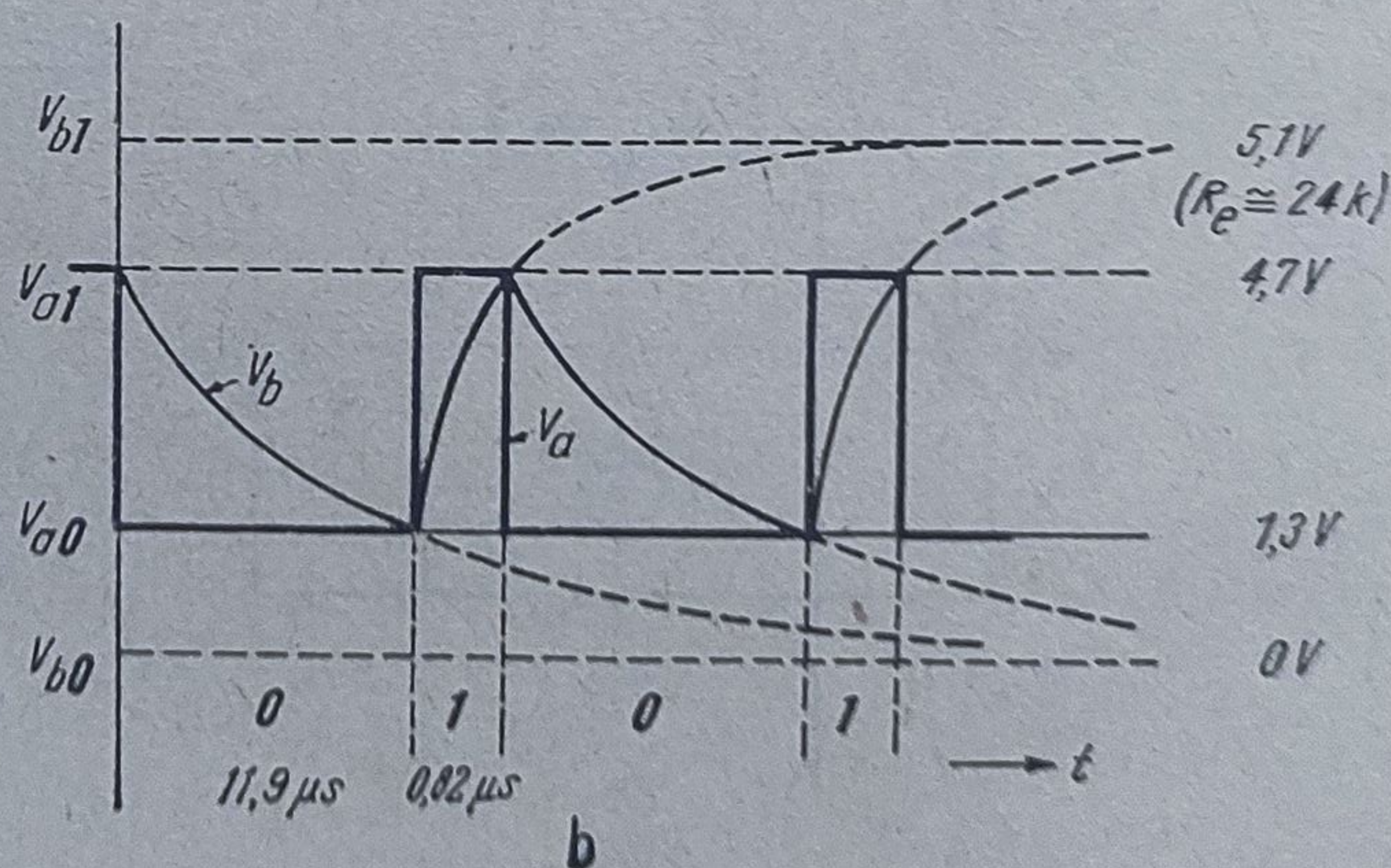
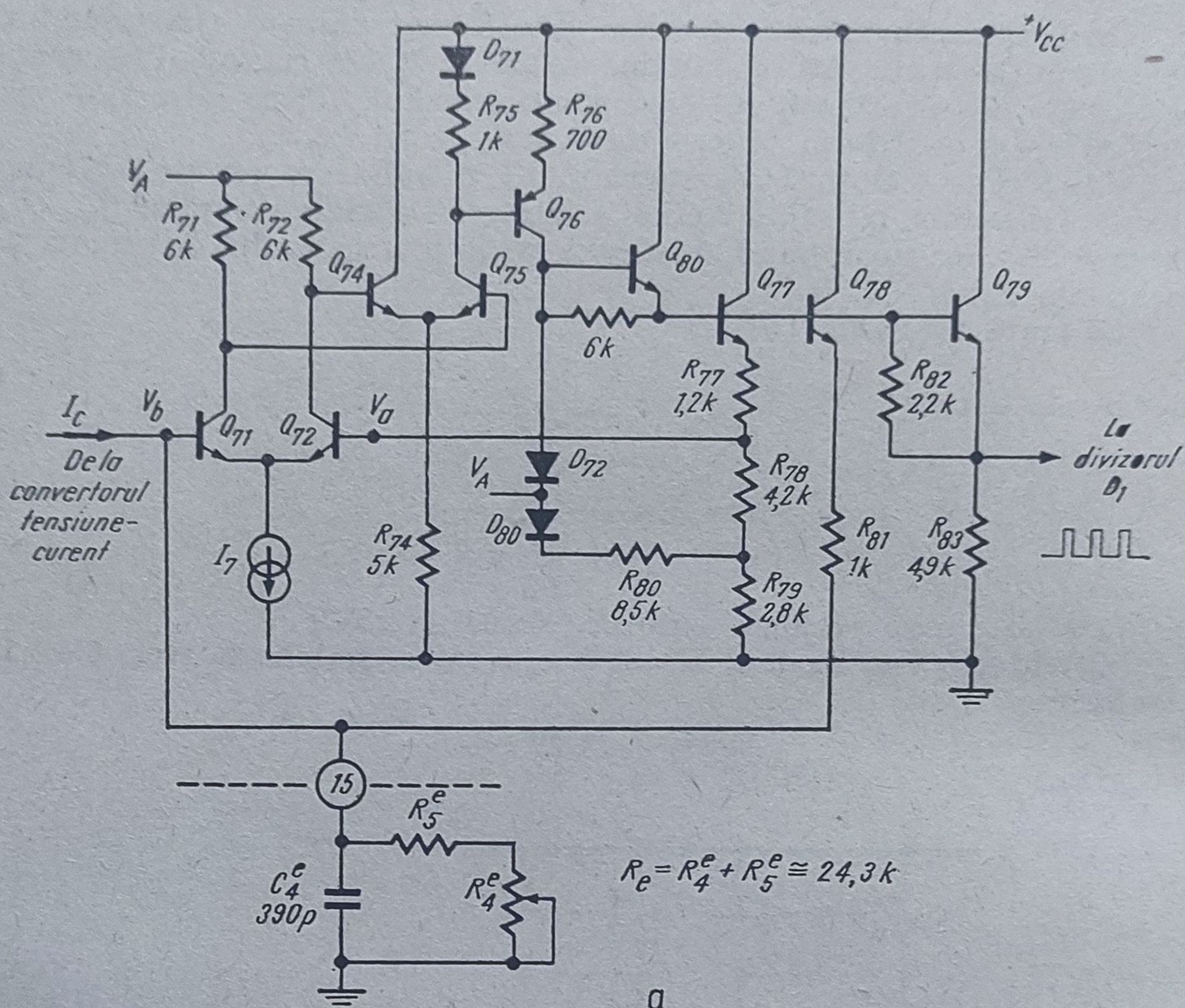
Curentul I_0 este fixat de blocul de alimentare stabilizată (vezi § 4.3.1) a valoarea

$$2I_0 = I_6 \simeq 30 \mu\text{A}.$$

Dacă $V_F = 0$, rezultă $I_c = 0$.



4.7 Schema convertorului tensiune-curent din oscilatorul comandat în tensiune.



4.8 Schema oscilatorului comandat în tensiune (a) și formele de undă pe bazele tranzistoarelor $Q_{71} - V_b$ și $Q_{72} - V_a$ (b).

Oscilatorul propriu-zis este un circuit basculant astabil (vezi figura 4.8).

Funcționarea sa se poate descrie urmărind variația tensiunilor V_b și V_a pe bazele tranzistoarelor Q_{71} , respectiv Q_{72} (vezi figura 4.8, a și b).

Etajul format din tranzistoarele Q_{71} și Q_{72} realizează o funcționare de comparator.

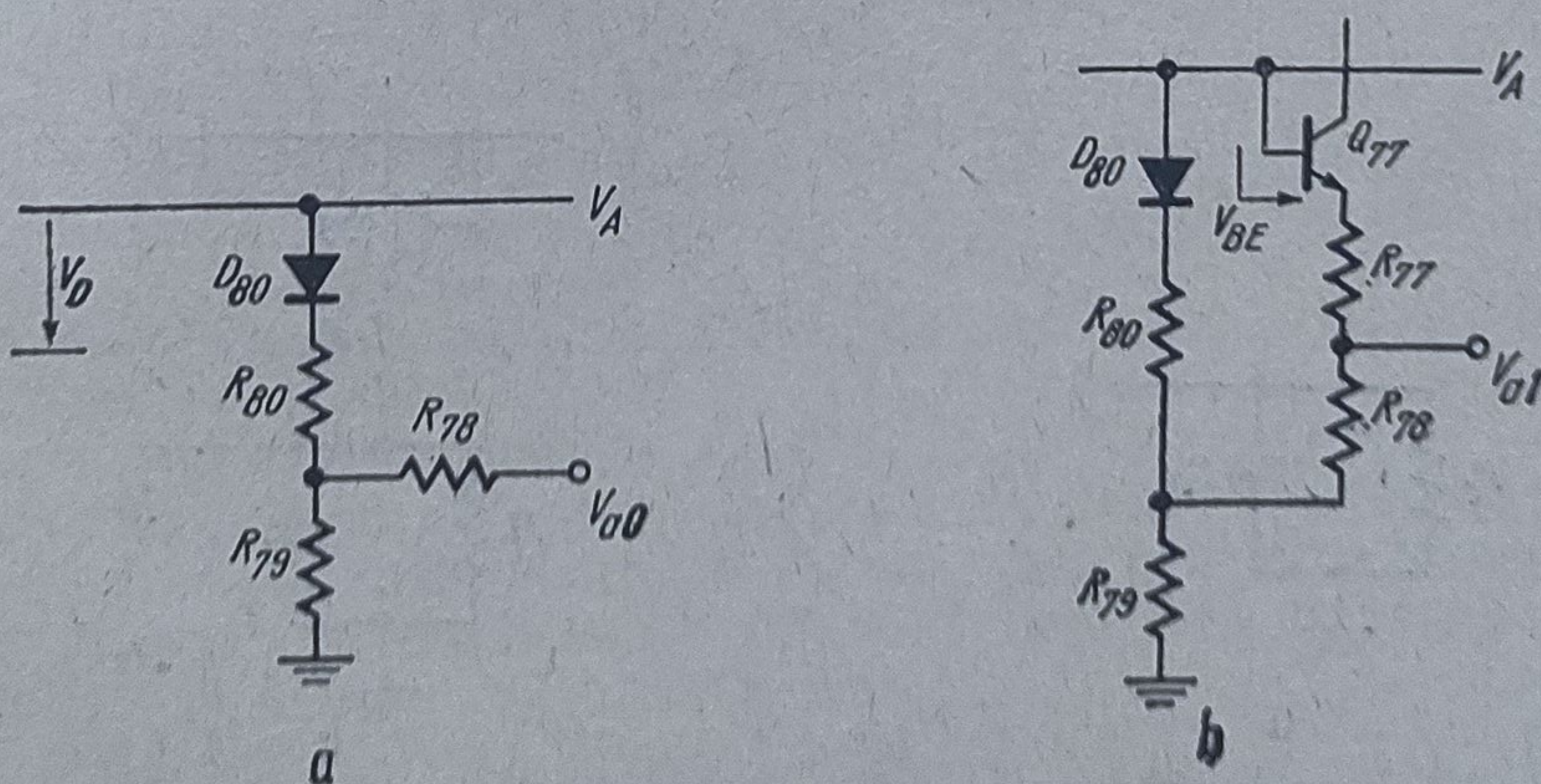
Dacă $V_b > V_a$, circuitul se găsește în starea „0”; tranzistoarele Q_{71} și Q_{74} conduc, iar Q_{72} , Q_{75} , Q_{80} sînt blocate. Tensiunea V_a are o valoare constantă V_{a0} . Din schema echivalentă simplificată din figura 4.9. a rezultă direct:

$$V_{a0} = (V_A - V_D) \frac{R_{79}}{R_{79} + R_{80}}. \quad (4.9)$$

Dacă $V_b < V_a$ circuitul se găsește în starea „1”; tranzistoarele Q_{72} și Q_{74} sînt blocate, iar Q_{71} , Q_{75} , Q_{80} conduc. Tensiunea V_a are o valoare constantă V_{a1} , dată de relația (vezi figura 4.9. b).

$$V_{a1} = (V_A - V_{BE}) \left[1 - \frac{R_{77}}{R_{77} + R_{78} + R_{79} \left(1 + \frac{R_{77} + R_{78}}{R_{80}} \right)} \right]. \quad (4.10)$$

Tensiunea V_b (egală cu tensiunea la bornele condensatorului C_4) variază — vezi figura 4.8. b — ca urmare a încărcării și descărcării condensatorului între valorile fixate de nivelele V_{a1} , V_{a0} . Frecvența de oscilație este determinată de timpii în care tensiunea V_b evoluează între nivelele V_{a1} și V_{a0} .



4.9 Schemele echivalente simplificate pentru calculul nivelelor V_{a0} , V_{a1}

● $I_C = 0$. În absența curentului de control circuitul astabil oscilează liber pe o frecvență determinată practic numai de elementele exterioare $C_e = C_4$ și $R_e = R_4 + R_5$. Schemele echivalente simplificate pentru descărcarea și încărcarea condensatorului C_e sînt date în figura 4.10.

Descărcarea are loc de la o tensiune V_{a1} , tensiunea pe condensator tinzînd la o valoare limită

$$V_{b0} = 0. \quad (4.11)$$

Încărcarea începe de la tensiunea V_{a0} , tensiunea V_b tinzînd spre valoarea limită

$$V_{b1} = (V_A - V_{BE}) \frac{R_e}{R_e + R_{81}}. \quad (4.12)$$

Pentru un condensator care se încarcă sau se descarcă de la o sursă de tensiune constantă printr-o rezistență, relația care dă durata de încărcare sau descărcare, pînă la o tensiune $V(T)$ este

$$T = \tau \ln \frac{V(0) - V(\infty)}{V(T) - V(\infty)}, \quad (4.13)$$

unde τ este constanta de timp.

Ținînd seama de relația 4.13 se obțin următoarele expresii pentru duratele stărilor „0” și „1”:

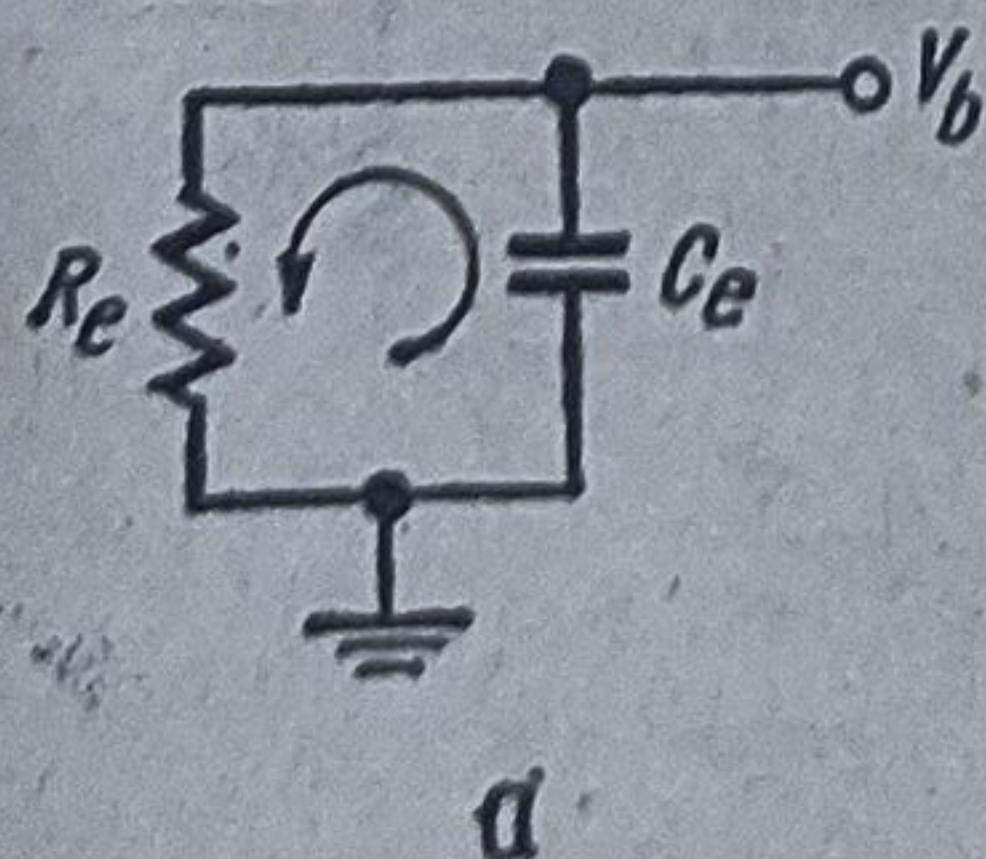
— starea „0”

$$T_0 = R_e C_e \ln \frac{V_{a1} - V_{b0}}{V_{a0} - V_{b0}};$$

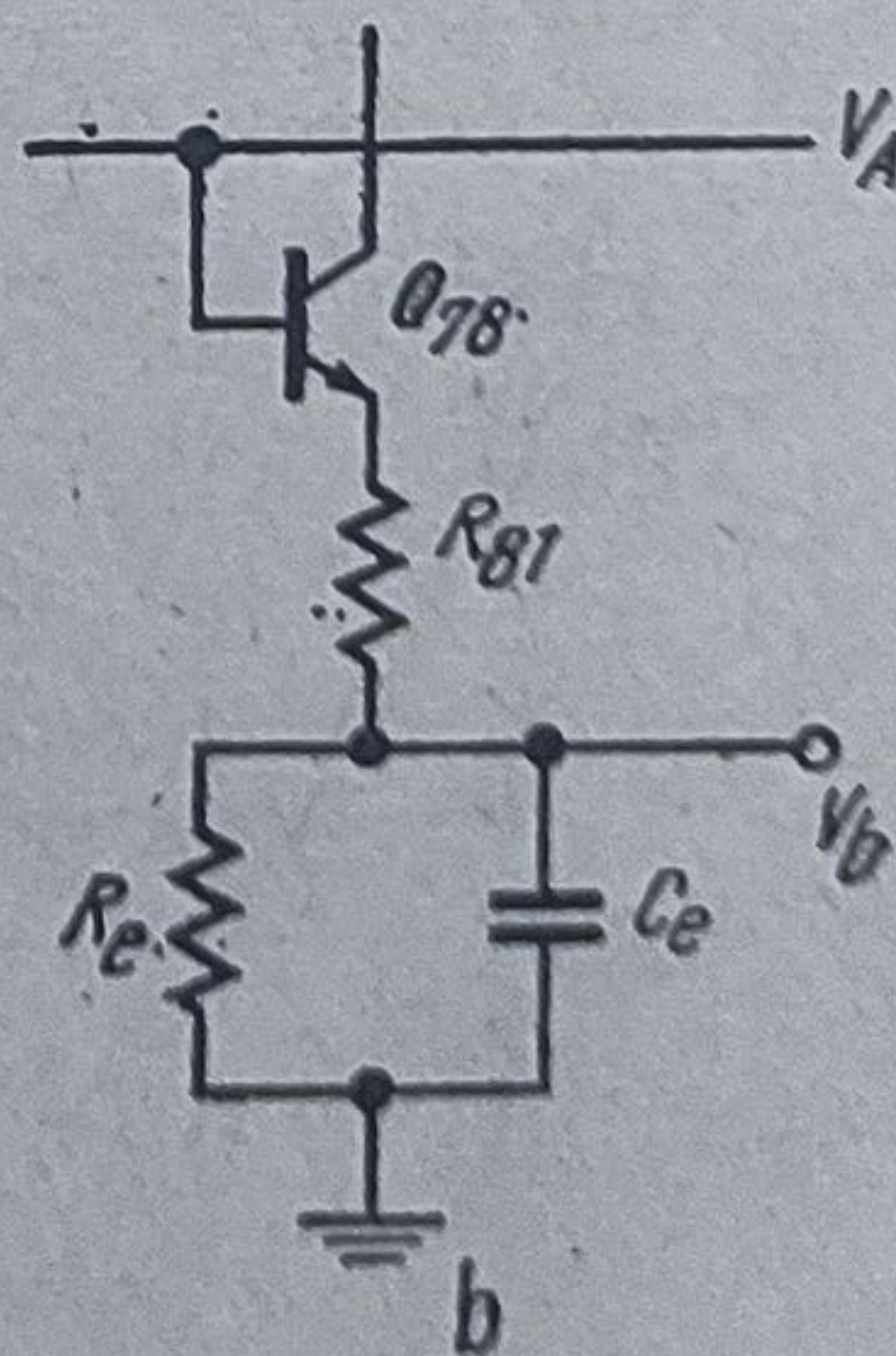
— starea „1”

$$T_1 = \frac{R_e R_{81}}{R_e + R_{81}} C_e \ln \frac{V_{b1} - V_{a0}}{V_{b1} - V_{a1}}.$$

(4.14)



a



b

4.10 Schemele echivalente simplificate pentru descărcarea (a) și încărcarea (b) condensatorului pentru $I_C = 0$.

Înlocuind în aceste expresii relațiile 4.9 ... 4.12 se obțin expresiile:

$$T_0 = R_e C_e \ln \left\{ \frac{1 - \frac{R_{77}}{R_{77} + R_{78} + R_{79} \left(1 + \frac{R_{77} + R_{78}}{R_{80}} \right)}}{\frac{R_{79}}{R_{79} + R_{80}}} \right\} \quad (4.15)$$

$$T_1 = \frac{R_e R_{81}}{R_e + R_{81}} C_e \ln \left\{ \frac{\frac{R_e}{R_e + R_{81}} - \frac{R_{79}}{R_{79} + R_{80}}}{\frac{R_e}{R_e + R_{81}} - 1 + \frac{R_{77}}{R_{77} + R_{78} + R_{79} \left(1 + \frac{R_{77} + R_{78}}{R_{80}} \right)}} \right\}.$$

Folosind valorile indicate în figura 4.8.a pentru rezistențele din circuit și luînd pentru R_e și C_e valorile tipice

$$R_e = 24,3 \text{ k}\Omega,$$

rezultă

$$C_e = 390 \text{ pF},$$

$$T_0 \simeq 11,96 \times 10^{-6} \text{ s},$$

$$T_1 \simeq 0,82 \times 10^{-6} \text{ s}.$$

Frecvența de oscilație liberă este dată de relația

$$f_0 = \frac{1}{T_0 + T_1}.$$

Pentru valorile tipice se obține

$$f_0 \simeq 76 \text{ kHz}.$$

Din analiza relațiilor și valorilor tipice date anterior rezultă că frecvența de oscilație liberă nu depinde practic de tensiunea de alimentare și de căderile de tensiune pe diode.

De asemenea, deoarece $T_0 \gg T_1$, frecvența de oscilație este determinată în esență de elementele exterioare R_e și C_e . Acestea se aleg și se reglează astfel încît frecvența de oscilație liberă să fie de 76 kHz.

În utilizare, pentru R_e se folosește o rezistență în serie cu un potențiomtru — (vezi figura 4.17 în care R_e este $R_1^* + R_2^*$). Valorile tipice ale rezistenței și potențiometrului cu ajutorul căreia se obține o frecvență de oscilație de 76 kHz sînt

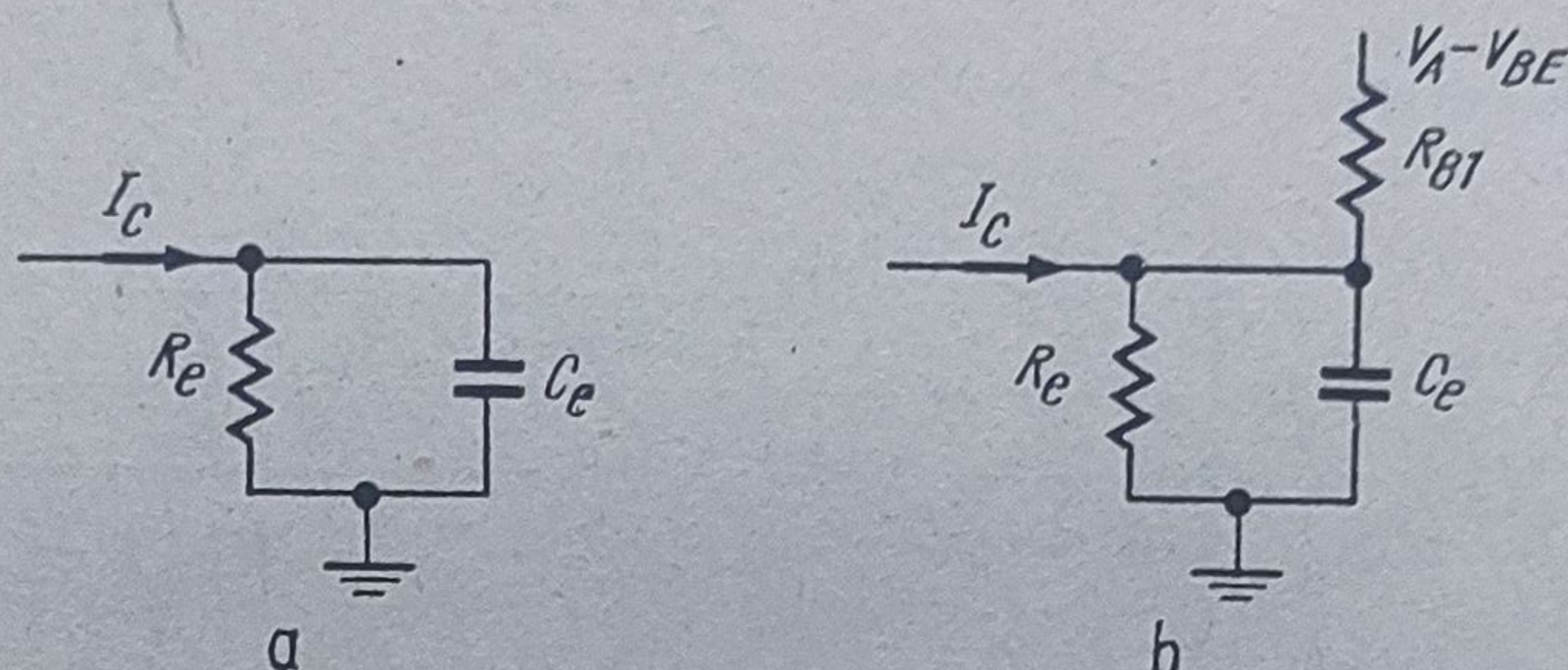
$$R_1^* = 21 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2^* = 5 \text{ k}\Omega \text{ (liniar)}.$$

● $I_C \neq 0$

În cazul în care tensiunea V_F de la intrarea OCT nu mai este nulă la intrarea oscilatorului se injectează curentul I_C (vezi relația 4.8).

Schemele simplificate pentru încărcarea și descărcarea condensatorului devin cele din figura 4.11.



4.11 Schema simplificată de descărcare (a) și încărcare (b) a condensatorului C_e , în prezența curentului de control I_C .

Relațiile care dau duratele T_0 și T_1 ale stărilor „0” și „1” devin:

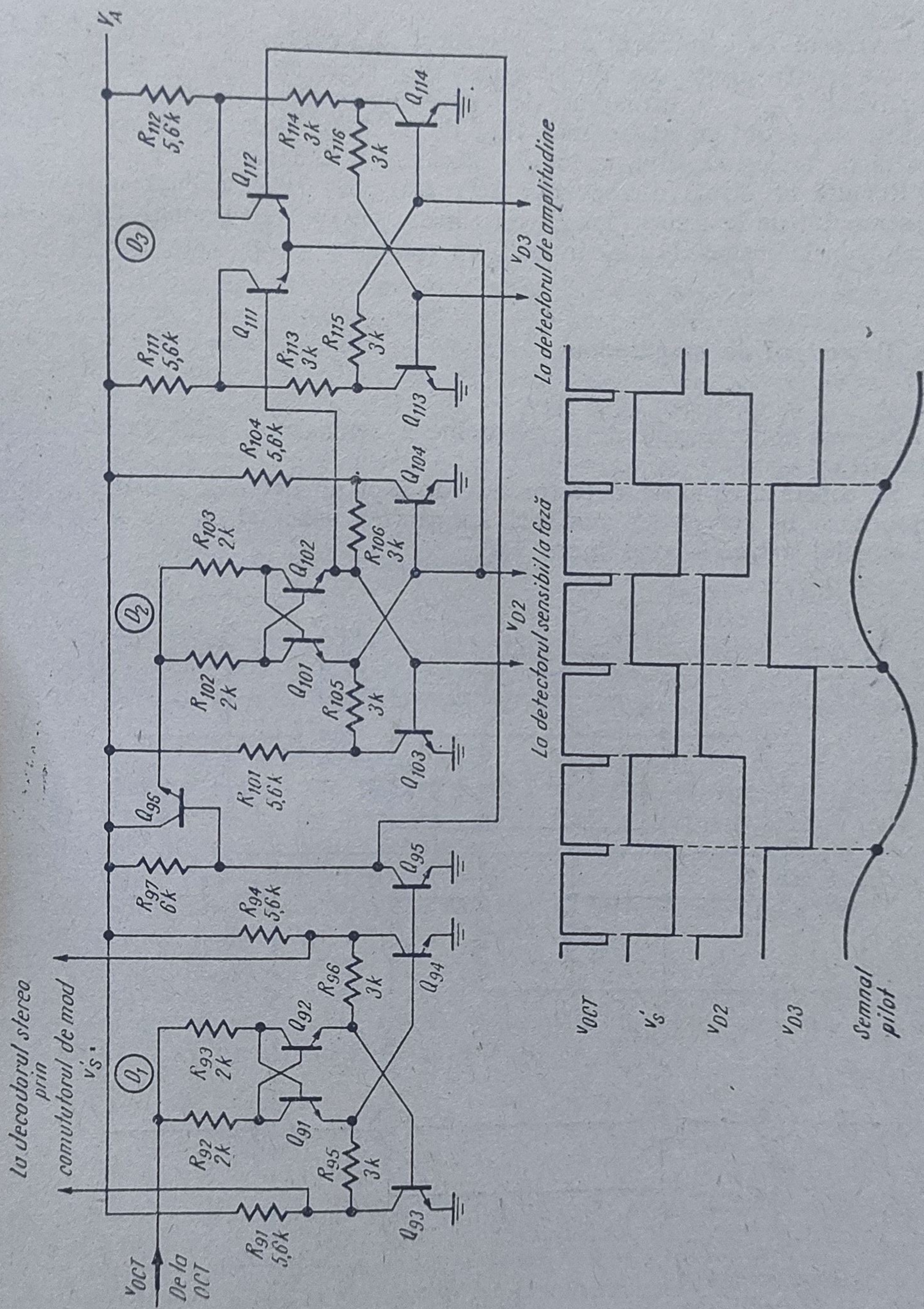
$$\left. \begin{aligned} T_0 &= R_e C_e \ln \frac{V_{a1} - R_e I_C}{V_{a0} + R_e I_C}, \\ T_1 &= \frac{R_e R_{81}}{R_e + R_{81}} C_e \ln \frac{V_{b1} - V_{a0} + \frac{R_e R_{81}}{R_e + R_{81}} I_C}{V_{b1} - V_{a1} + \frac{R_e R_{81}}{R_e + R_{81}} I_C} \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Rezultă că o tensiune pozitivă la intrare $V_F > 0$ (care determină $I_C > 0$) duce la o creștere a duratei T_0 și o micșorare neglijabilă a duratei T_1 . Se obține deci o micșorare a frecvenței de oscilație.

Utilizînd valorile numerice tipice indicate anterior, și relațiile 4.8, 4.16, rezultă că o tensiune la intrare $V_F = \pm 2$ mV produce o variație a curentului $I_C \simeq \pm 1,2$ μ A care la rîndul ei modifică frecvența oscilatorului cu aproximativ $\mp 1\%$.

4.3.5. Divizoarele de frecvență

Primul și al doilea divizor (D_1, D_2 , vezi figura 4.12) sînt realizate cu un circuit basculant bistabil de tip stăpîn-sclav (master-slave). Impulsurile de la ieșirea OCT cu frecvența de 76 kHz și cu un factor de umplere de ordinul 1:10, sînt divizate cu doi de către divizorul D_1 . În acest mod semnalul v_s de 38 kHz, care comandă comutarea în curent a decodului stereo,



4.12 Divizoarele de frecvență D_1 , D_2 , D_3 și formele de undă la ieșirile lor.

Semnalul de referință este V_{D3} (undă dreptunghiulară de frecvență 19 kHz, la sincronism și în fază cu semnalul pilot), iar semnalul detectat este semnalul stereo multiplex.

În conformitate cu cele prezentate în § 4.3.3 la ieșirea acestui detector se obține o componentă continuă

$$V_P = 2AP/\pi, \quad (4.17)$$

proporțională cu amplitudinea semnalului pilot.

Această componentă selectată de un filtru trece jos (R_{133}, R_{134}, C_6) se aplică la intrarea triggerului comutator de mod mono-stereo, sesizându-se astfel prezența unui semnal stereofonic și faptul că nivelul său este suficient pentru o funcționare corectă a decodorului stereo.

Se observă că semnalul de la ieșirea divizorului D_3 care se aplică detectorului de amplitudine este scos spre exterior prin rezistența R_{137} , fiind accesibil la terminalul 11. Acesta este semnalul de test cu ajutorul căruia se realizează reglajul frecvenței libere a OCT la valoarea nominală de 76 kHz.

4.3.7. Comutatorul de mod mono-stereo

Etajul (vezi figura 4.14) este format dintr-un trigger cu prag foarte scăzut la a cărui intrare se aplică componenta continuă V_P selectată de filtrul trece jos de la ieșirea detectorului de amplitudine a semnalului pilot.

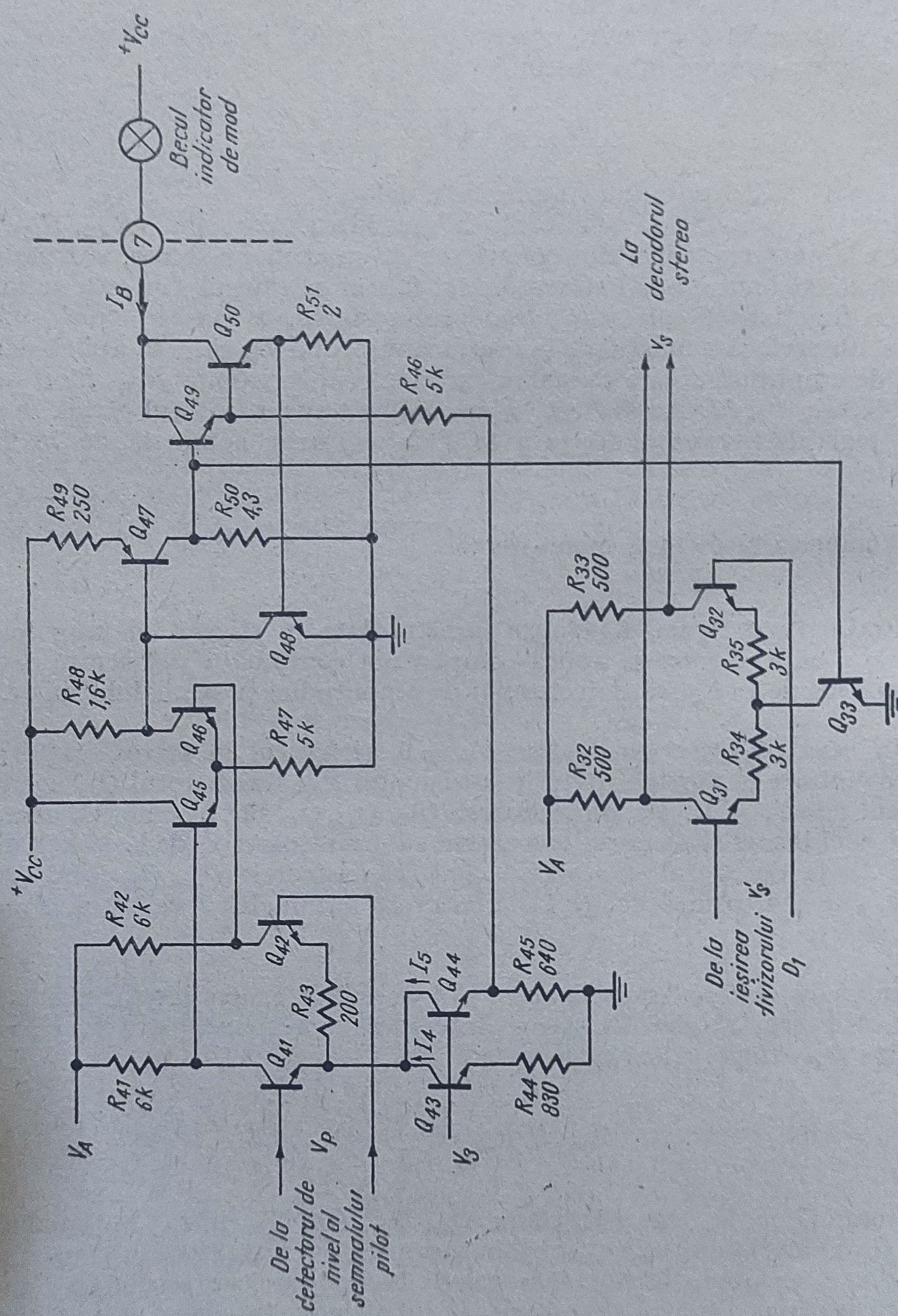
În cazul *recepției monofonice* $V_P = 0$, (triggerul în starea „off”); în etajul de intrare nesimetric, datorită rezistenței R_{43} , tranzistorul Q_{41} conduce un curent $I = I_4 + I_5$, iar tranzistoarele Q_{42}, Q_{44}, Q_{47} sînt blocate. Ca urmare, Q_{33} este și el blocat și nu permite trecerea subpurtătoarei v'_s de la ieșirea divizorului D_1 la decodorul stereo ($v_s = 0$). Tranzistoarele Q_{49}, Q_{50} fiind și ele blocate, curentul prin becul legat exterior la terminalul 7 este nul, $I_B = 0$ (becul stins).

În cazul *recepției stereofonice* $V_P \neq 0$; odată cu creșterea tensiunii la intrare, triggerul rămîne în starea anterioară, corespunzătoare la $V_P = 0$, pînă cînd V_P atinge valoarea de prag V_{on} ,

$$V_{on} \simeq R_{43} \frac{I_{43} + I_5}{2}. \quad (4.18)$$

Cînd $V_P = V_{on}$ tranzistoarele $Q_{42}, Q_{47}, Q_{49}, Q_{33}$ intră în conducție, Q_{44} și Q_{41} se blochează, iar Q_{40} intră în saturație, circuitul trece în starea „on”. Tensiunea v'_s a subpurtătoarei se transmite la decodorul stereo cu faza corectă, necesară pentru realizarea decodării, iar becul indicator de mod este *aprins*.

La scăderea tensiunii de la intrare circuitul rămîne în starea „on” pînă cînd tensiunea V_P atinge o altă valoare de prag V_{off} , la care tranzistorul



4.14 Schema comutatorului de mod mono-stereo și circuitul de comandă al becului indicator de mod.

Q_{41} , apoi Q_{44} intră în conducție, tranzistorul Q_{47} se blochează, iar circuitul trece în starea „off”,

$$V_{off} \simeq R_{43} \frac{I_4}{2}. \quad (4.19)$$

Nivelele tipice, în valori eficace, ale semnalului pilot la care circuitul comută sînt

$$v_{p,on} \simeq 15 \text{ mV},$$

$$v_{p,off} \simeq 7 \text{ mV}.$$

Se observă existența unui histerezis

$$v_{p,on} - v_{p,off} \simeq 8 \text{ mV}$$

care face ca circuitul să lucreze corect fără întreruperi supărătoare ale recepției stereofonice chiar la nivele mici ale semnalului pilot, apropiate de pragurile comutatorului de mod.

4.3.8. Decodorul stereo

Decodorul stereo propriu-zis (vezi figura 4.15) este un multiplicator cu transconductanță variabilă în care perechile de tranzistoare comandate de tensiunea subpurtătoarei v_s lucrează ca comutatoare de curent.

Din calculul curenților în multiplicator⁴, ținînd cont de faptul că circuitul este simetric și că $V_{BE29} - V_{BE30} \ll R'(i_1 - i_2)^*$ rezultă expresiile curenților la ieșirile stînga (i_L) și dreapta (i_R):

$$i_L = G_1 v_m + \frac{1}{2R'} v_m f(v_s), \quad (4.20)$$

$$i_R = G_1 v_m - \frac{1}{2R'} v_m f(v_s),$$

unde

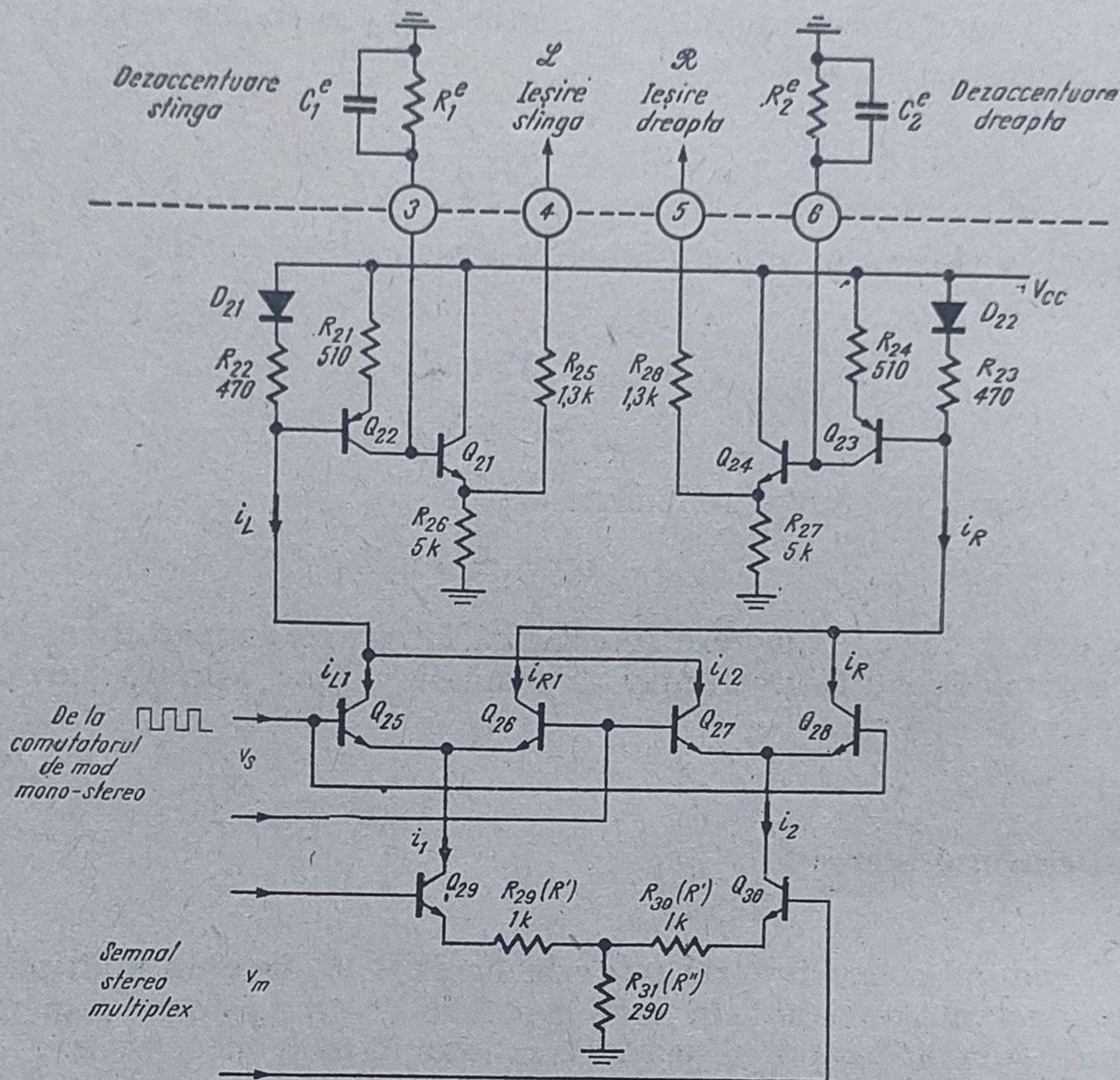
$$f(v_s) = \frac{\exp(v_s/V_T) - 1}{\exp(v_s/V_T) + 1} \quad (4.21)$$

și

$$1/G_1 = R'/2 + R''. \quad (4.22)$$

În cazul recepției monofonice (atunci cînd semnalul pilot este inexistent) sau al recepției stereofonice (cînd semnalul pilot are un nivel sub valoarea

* Pentru simplitate se notează $R_{29} = R_{30} = R'$ și $R_{31} = R''$.



4.15 Schema decodurului stereo.

de prag), comutatorul de mod nu permite trecerea subpurtătoarei la intrarea decodurului și deci $v_s = 0$.

În acest caz din expresiile 4.20 și 4.21 rezultă curenții

$$i_L = i_R = G_1 v_m$$

și tensiunile la ieșirile circuitului (terminalele 4 și 5)

$$V_L = V_R = A_0 v_m, \quad (4.23)$$

unde

$$A_0 = \frac{R_{22}}{R_{21}} R_1^e G_1 = \frac{R_{24}}{R_{23}} R_2^e G_1, \quad (4.24)$$

R_1^e , R_2^e fiind rezistențele din grupurile RC de dezaccentuare legate exterior la terminalele 3 și 6.

Deci, în cazul recepției monofonice circuitul se comportă ca un amplificator; la ambele ieșiri se transmite semnalul de intrare amplificat cu A_0 (pentru valorile tipice ale elementelor $A_0 \simeq 1$).

În cazul recepției stereofonice, când frecvența OCT este calată pe 19 kHz, iar în semnalul stereofonic multiplex aplicat la intrare, nivelul semnalului pilot este mai mare decât valoarea de prag, circuitul decodifică semnalul stereofonic multiplex și la ieșirile lui se obțin semnale proporționale cu informațiile din cele două canale L , respectiv R , așa cum rezultă din calculul de mai jos.

Expresiile semnalelor la intrările multiplicatorului (vezi și relațiile 4.1 ... 4.4), sînt

$$v_m = \frac{L + R}{2} + \frac{L - R}{2} \sin \omega_s t + P \sin (\omega_s t/2), \quad (4.25)$$

$$v_s = V_s \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin (2n + 1) \omega_s t}{2n + 1}. \quad (4.26)$$

Din expresiile 4.20 și 4.26, ținînd cont că amplitudinea subpurtătoarei $V_s \gg V_T$ ($V_T = 26$ mV, la temperatura camerei) rezultă:

$$\left. \begin{aligned} i_L &= G_1 v_m + G_2 v_m \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin (2n + 1) \omega_s t}{2n + 1}, \\ i_R &= G_1 v_m - G_2 v_m \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin (2n + 1) \omega_s t}{2n + 1}, \end{aligned} \right\} \quad (4.27)$$

unde

$$G_2 = 2/(\pi R'). \quad (4.28)$$

Înlocuind expresia 4.25 în 4.27 și reținînd numai componentele de frecvență audio (pentru care $\omega < \omega_s/2$), rezultă

$$\begin{aligned} i_L &= G_1(L + R)/2 + G_2(L - R)/4, \\ i_R &= G_1(L + R)/2 - G_2(L - R)/4. \end{aligned} \quad (4.29)$$

Valorile rezistențelor R' și R'' se aleg astfel încît să se realizeze relația

$$G_1 = G_2/2. \quad (4.30)$$

Rezultă deci componenta audio a curenților

$$\begin{aligned} i_L &= G_1 L, \\ i_R &= G_1 R. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Tensiunile la ieșirile circuitului (terminalele 4 și 5) vor fi

$$\left. \begin{aligned} v_L &= \frac{R_{22}}{R_{21}} R_1^e i_L, \\ v_R &= \frac{R_{23}}{R_{24}} R_1^e i_R. \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

Filtrele de dezaccentuare legate exterior la terminalele 3 și 6 taie componentele ultrasonore astfel că la ieșirea circuitului sînt selectate numai componentele din domeniul audio, care așa cum rezultă din 4.32, 4.24, vor fi

$$V_L = A_0 L,$$

$$V_R = A_0 R.$$

Deci informațiile pentru cele două canale, L și R , codificate la emisie în semnalul stereofonic multiplex sînt decodificate și se regăsesc separate la cele două ieșiri ale circuitului.

4.4. Utilizarea și performanțele circuitului

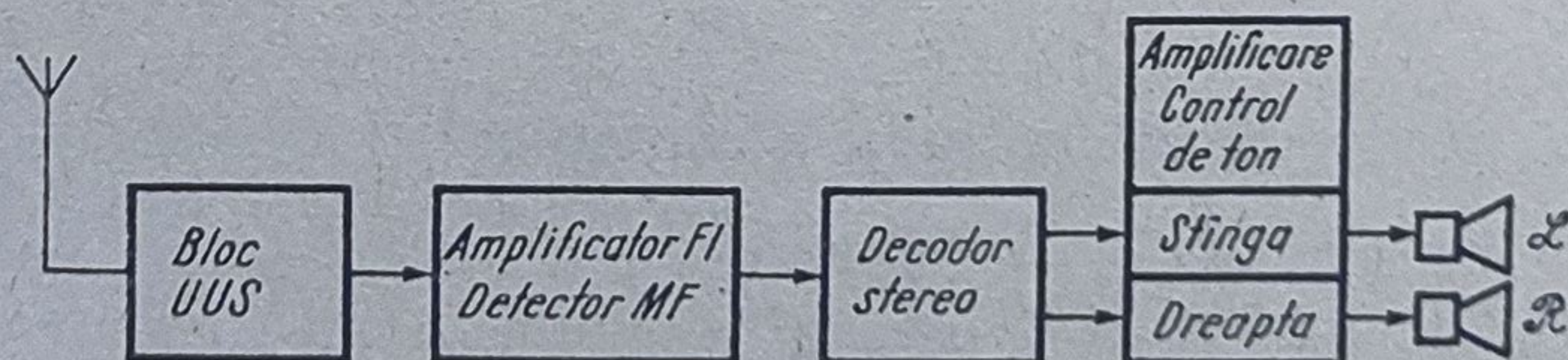
În figura 4.16 este prezentată schema bloc a unui receptor MF stereofonic. Schema completă a blocului decodor realizat cu un circuit integrat $\beta A 758$ este prezentată în figura 4.17.

În această schemă și în cele care urmează, deoarece nu mai pot apare confuzii, se renunță la indicele „e” pentru elementele exterioare circuitului.

Este de remarcat *simplitatea schemei*, singurul reglaj necesar fiind cel al frecvenței libere de 76 kHz a oscilatorului controlat în tensiune (OCT).

Grupul R_4, R_5, C_4 stabilește frecvența de oscilație a OCT (care se reglează din R_5 la valoarea de 19 kHz* măsurabilă la terminalul 11. La terminalele 3 și 6 se leagă grupurile RC de dezaccentuare, corespunzătoare constantei de accentuare utilizată la emisie (50 μs sau 75 μs).

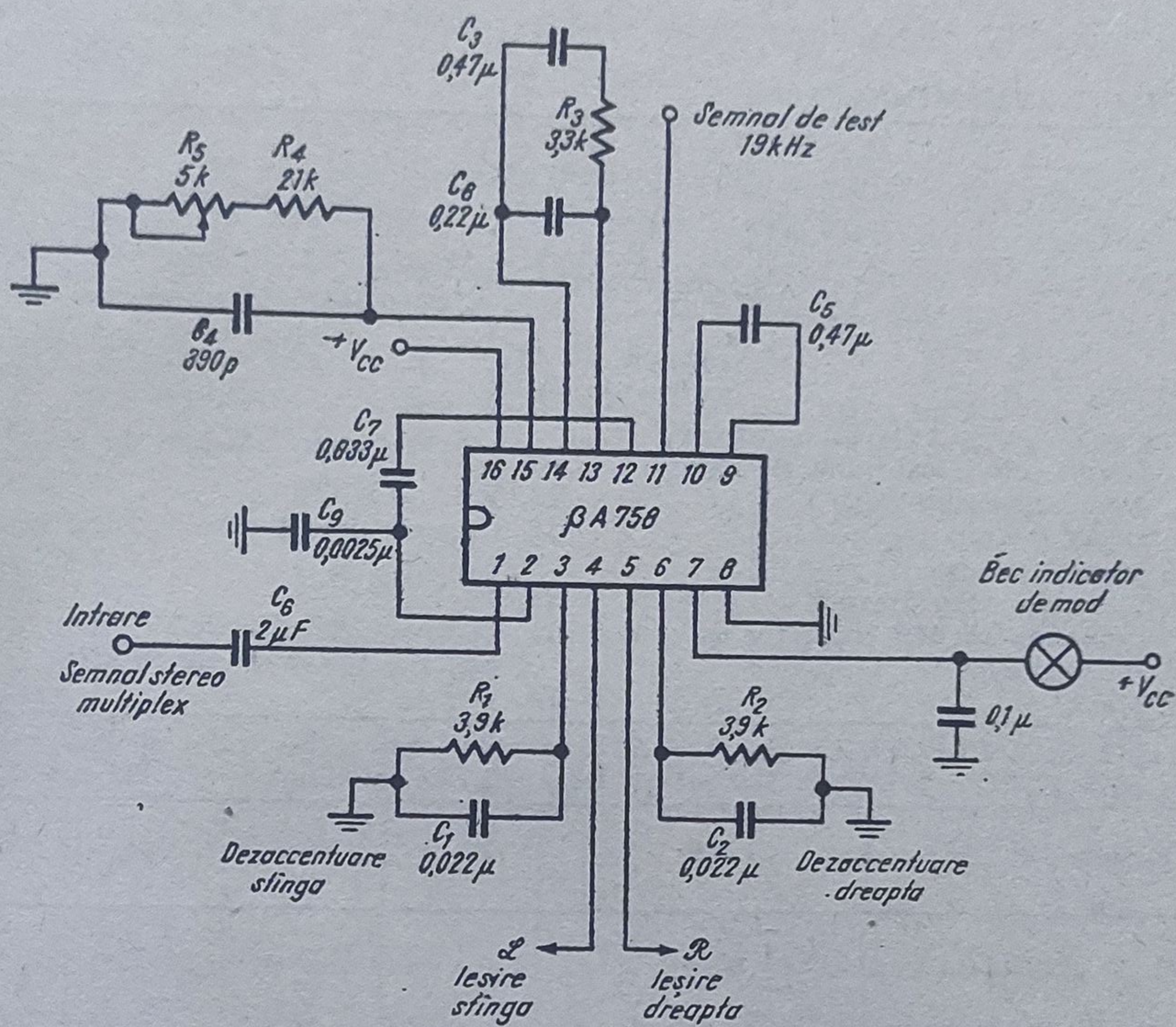
Grupul R_3, C_3 stabilește o bandă de captură adecvată, a circuitului PLL , C_8 are rolul de a reduce jitterul de fază, îmbunătățind astfel separarea canalelor. Timpii de propagare ai divizoarelor determină o întârziere a subpurtătoare refăcute față de semnalul pilot aplicat la intrare. Adăugarea unei capacități C_9 la terminalul 2 împreună cu rezistența de 510 Ω de la ieșirea



4.16 Schema bloc a unui receptor stereofonic MF .

amplificatorului (R_{15} , vezi figura 4.5) realizează o corecție de fază a semnalului înainte de aplicarea sa în circuitul PLL , făcînd astfel o compensare a întârzierii datorate divizoarelor.

* În realitate, frecvența OCT se reglează la 76 kHz, deoarece la terminalul 11, frecvența apare divizată de două divizoare cu 2.



4.17 Schema blocului decodor pentru un receptor stereofonic MF.

4.4.1. Performanțele circuitului

Performanțele circuitului sînt prezentate în tabelul 4.1.

Curbele de variație tipică a parametrilor sînt date în figura 4.18; aceste curbe au fost obținute în urma măsurărilor efectuate cu ajutorul schemei prezentate în figura 4.17.

Tabelul 4.1

βA758

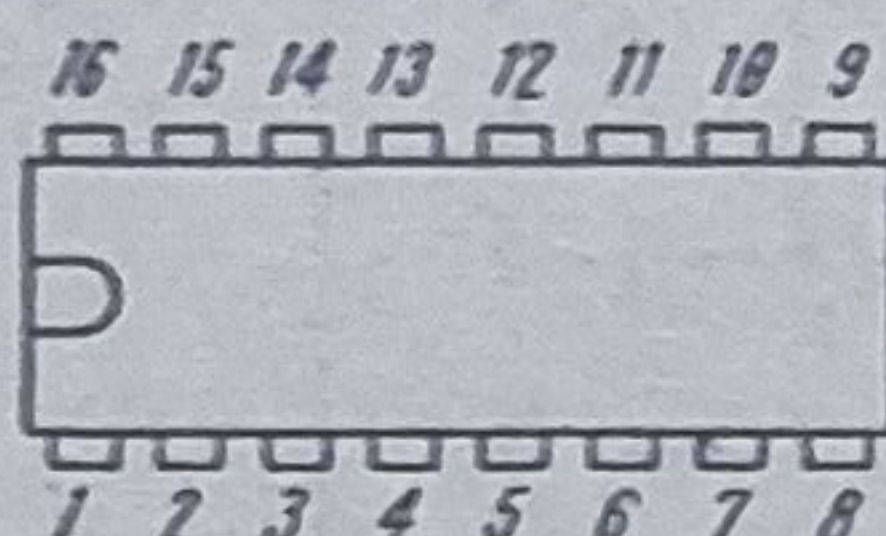
Decodor stereo

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	+ 16 V
Tensiunea pe terminalul de comandă al becului (bec stins)	+ 16 V
Putere disipată	500 mW
Curentul maxim pe terminalul 7	100 mA
Gama temperaturilor de funcționare	0°C ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-55°C ... 125°C

Tabelul 4.1 (continuare)
βA 758

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

capsulă TO-117
vedere de sus

- | | | |
|---|--|------------------------------|
| 1. Intrare semnal stereo multiplex | 9. } | Filtrul comutatorului de mod |
| 2. Ieșirea amplificatorului de intrare | 10. } | |
| 3. Dezaccentuare stînga | 11. Test 19 kHz | |
| 4. Ieșire stînga | 12. Intrarea detectorului sensibil la fază | |
| 5. Ieșire dreapta | 13. } | Filtrul PLL |
| 6. Dezaccentuare dreapta | 14. } | |
| 7. Comanda becului indicator de mod mono/stereo | 15. Circuitul RC din OCT | |
| 8. Masă | Reglajul frecvenței de 19 kHz | |
| | 16. + V _{CC} | |

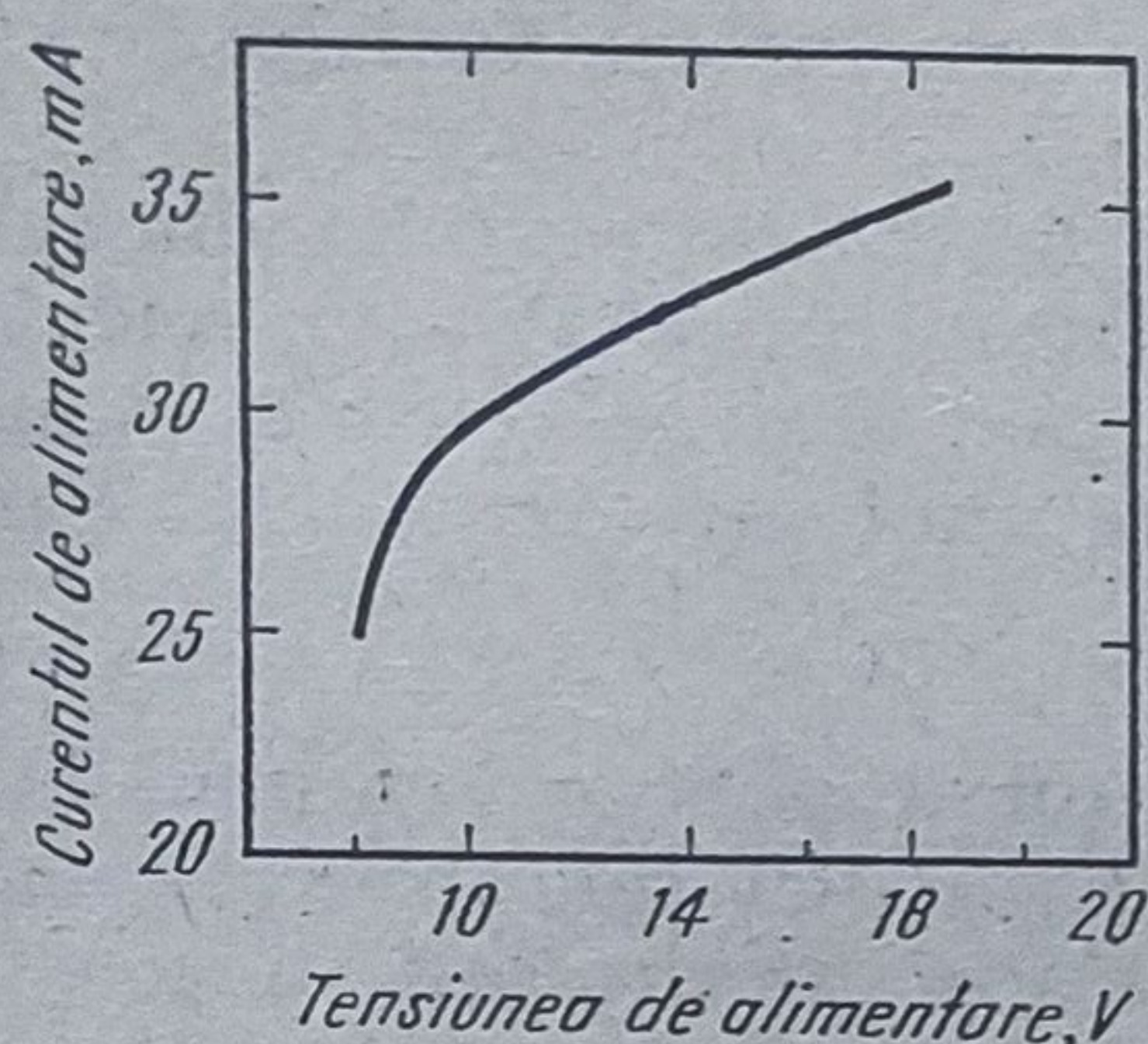
CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$; nivelul semnalului pilot 30 mV_{ef} ; semnal multiplex ($L = R$, pilot OFF) de 300 mV_{ef} ; frecvența de modulație 400 Hz sau 1 kHz)

Parametrul	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unitate
Curentul de alimentare	Becul stins		26	35	mA
Tensiunea maximă pe terminalul de comandă al becului	$I_T = 50\text{ mA}$		1,3	1,8	V
Rejecția tensiunii de alimentare	200 Hz 200 mV _{ef}	35	45		dB
Rezistența de intrare		20	35		kΩ
Rezistența de ieșire		0,9	1,3	2,0	kΩ
Separarea canalelor	100 Hz 400 Hz 10 kHz		40 45 45		dB dB dB
Balansul canalelor			0,3		dB
Amplificarea	1 kHz	0,5	0,9	1,4	V/V
Nivelul semnalului pilot	Becul se aprinde		15	20	mV _{ef}
	Becul se stinge	2,0	7,0		mV _{ef}
Hysteresisul în nivelul semnalului pilot			7,0		mV _{ef}
Banda de captură		2,0	4,0	6,0	%
Distorsiuni	Semnal multiplex = 600 mV _{ef} Semnal pilot OFF		0,4	1,0	%
Rejecția frecvenței de 38 kHz		25	35		dB
Rezistența de reglaj a frecvenței OCT			23,5		kΩ
Variația frecvenței OCT	$0^\circ\text{C} < T_a < 25^\circ\text{C}$ $25^\circ\text{C} < T_a < 70^\circ\text{C}$		+0,2 -0,5		% %

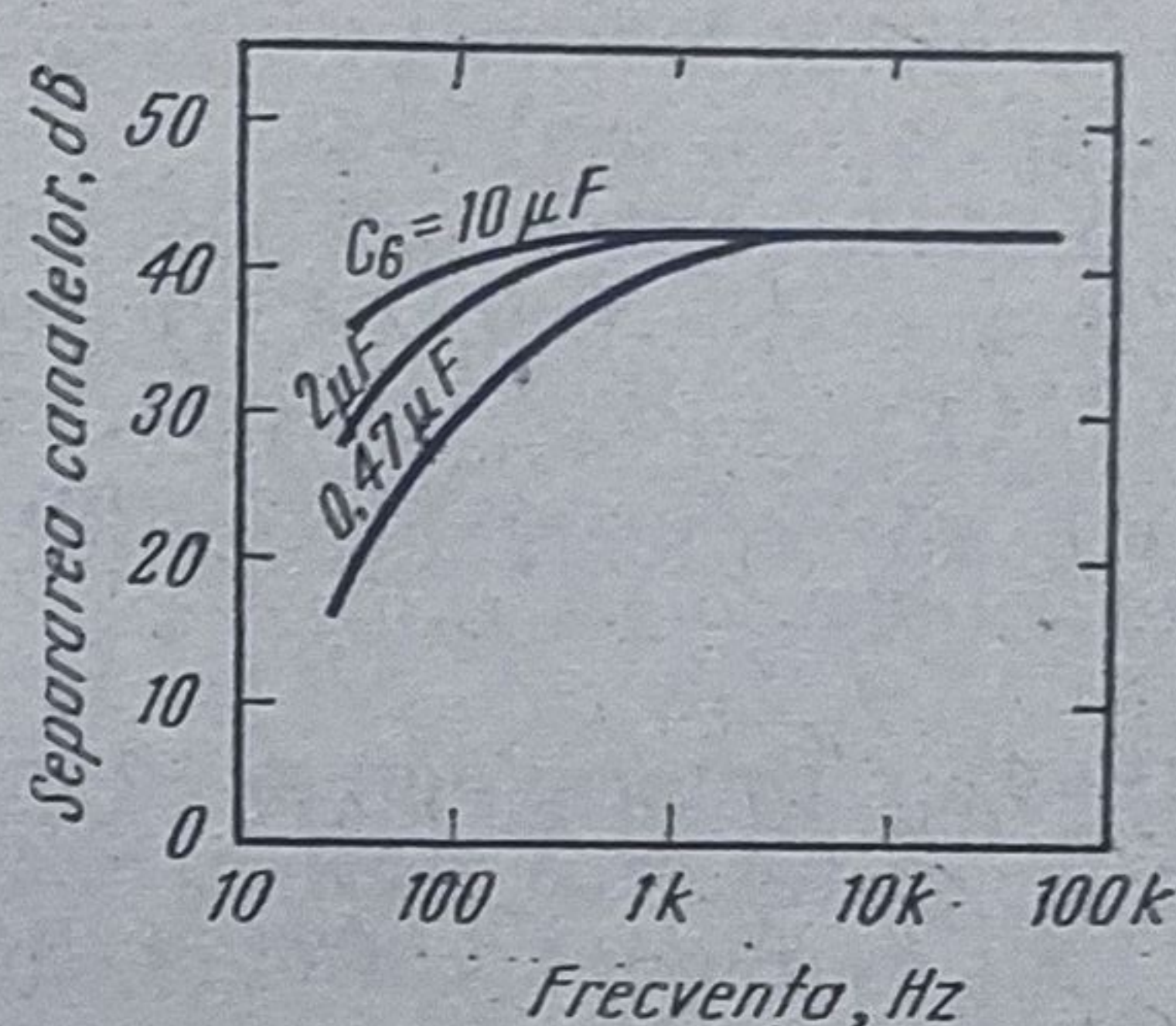
Notă: Aceste caracteristici sînt măsurate cu schema descrisă în figura 4.17.

4.4.2. Dependența performanțelor circuitului de elementele schemei de aplicații

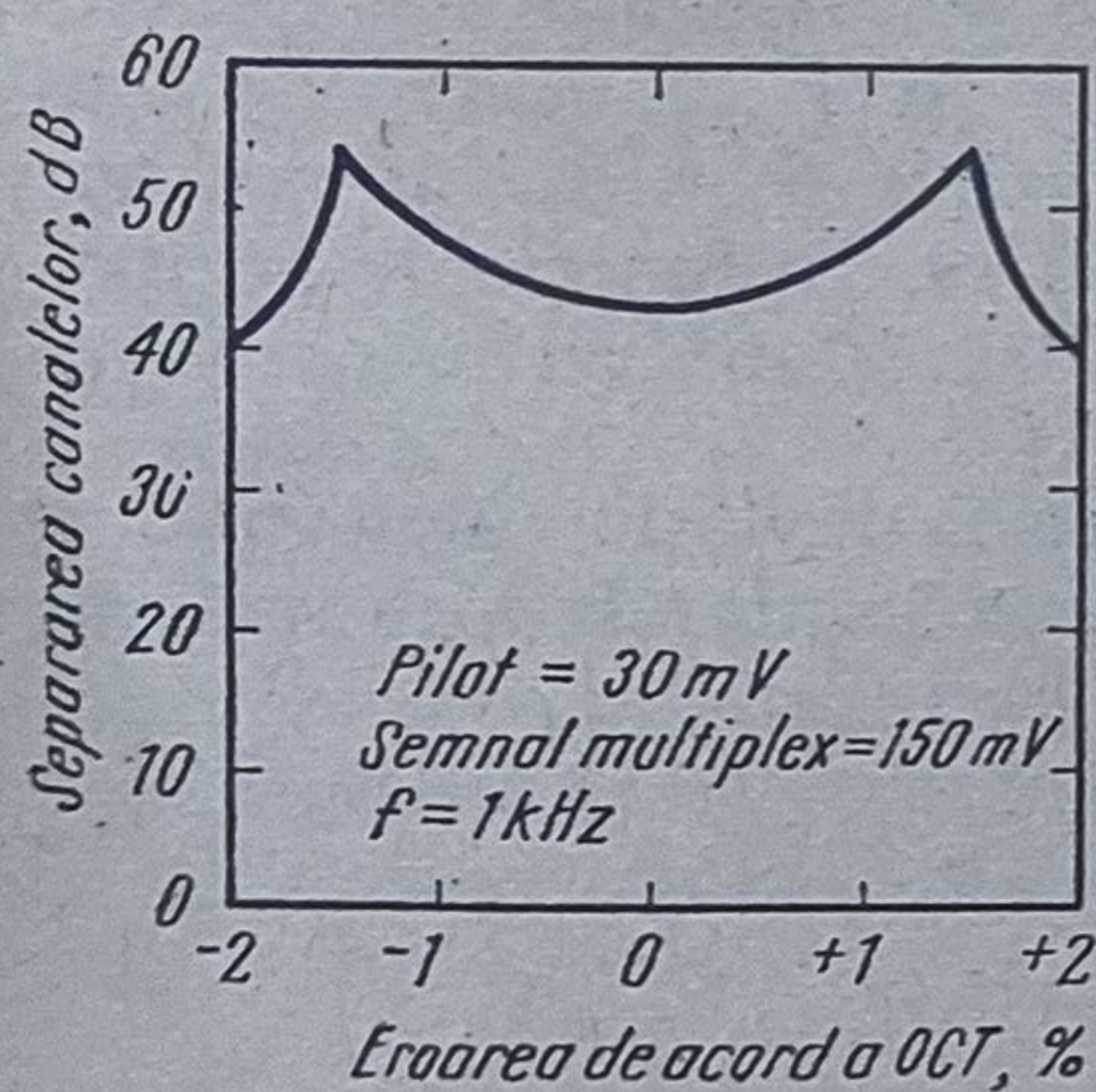
Așa cum rezultă din figura 4.18. *a* curentul de alimentare variază relativ puțin la variația tensiunii de alimentare în gama 10 ... 16 V. Această caracteristică împreună cu rejectia foarte bună a tensiunii de alimentare permit ca sursa de la care se alimentează circuitul să nu necesite performanțe deosebite de stabilizare.



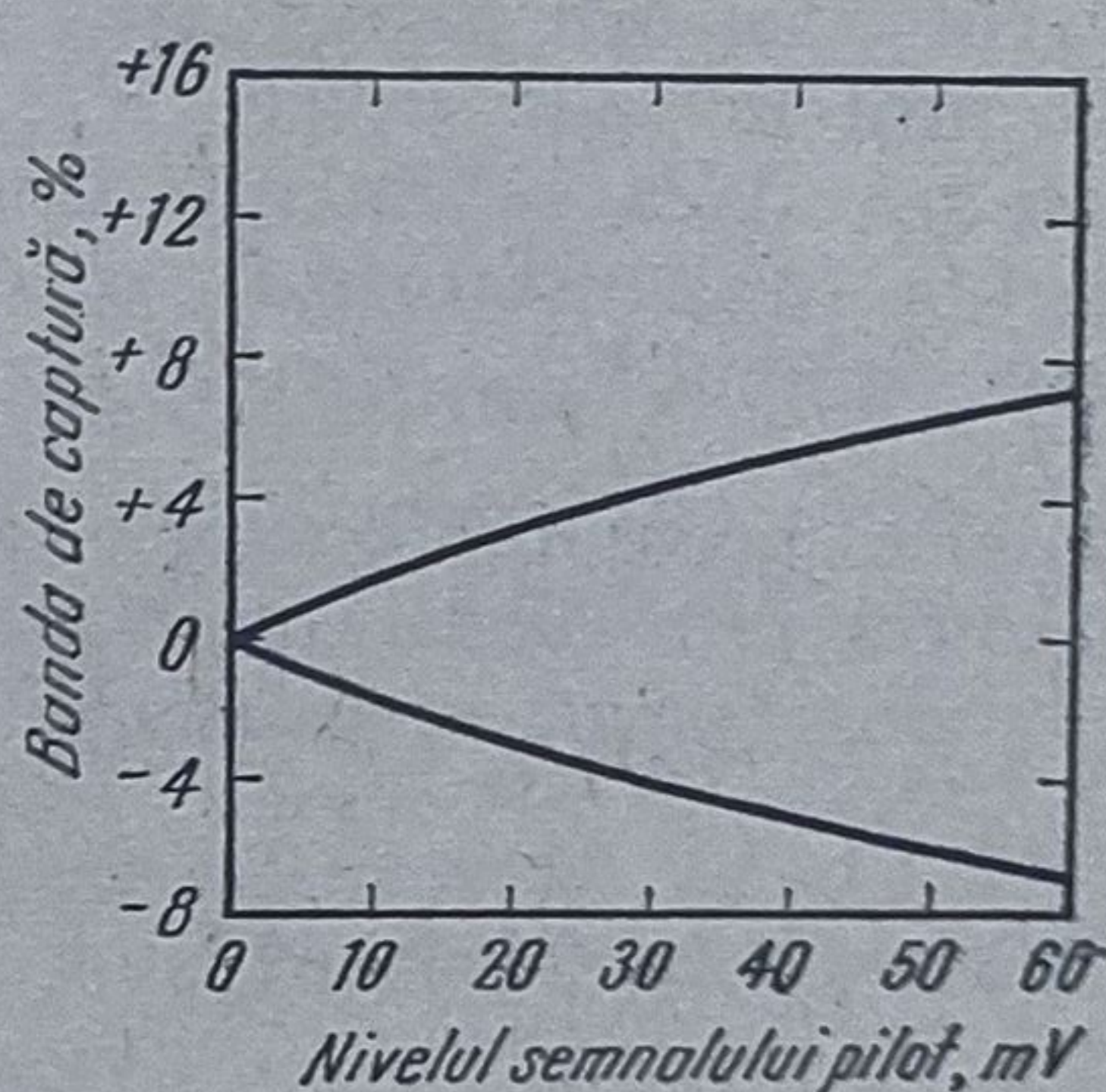
a



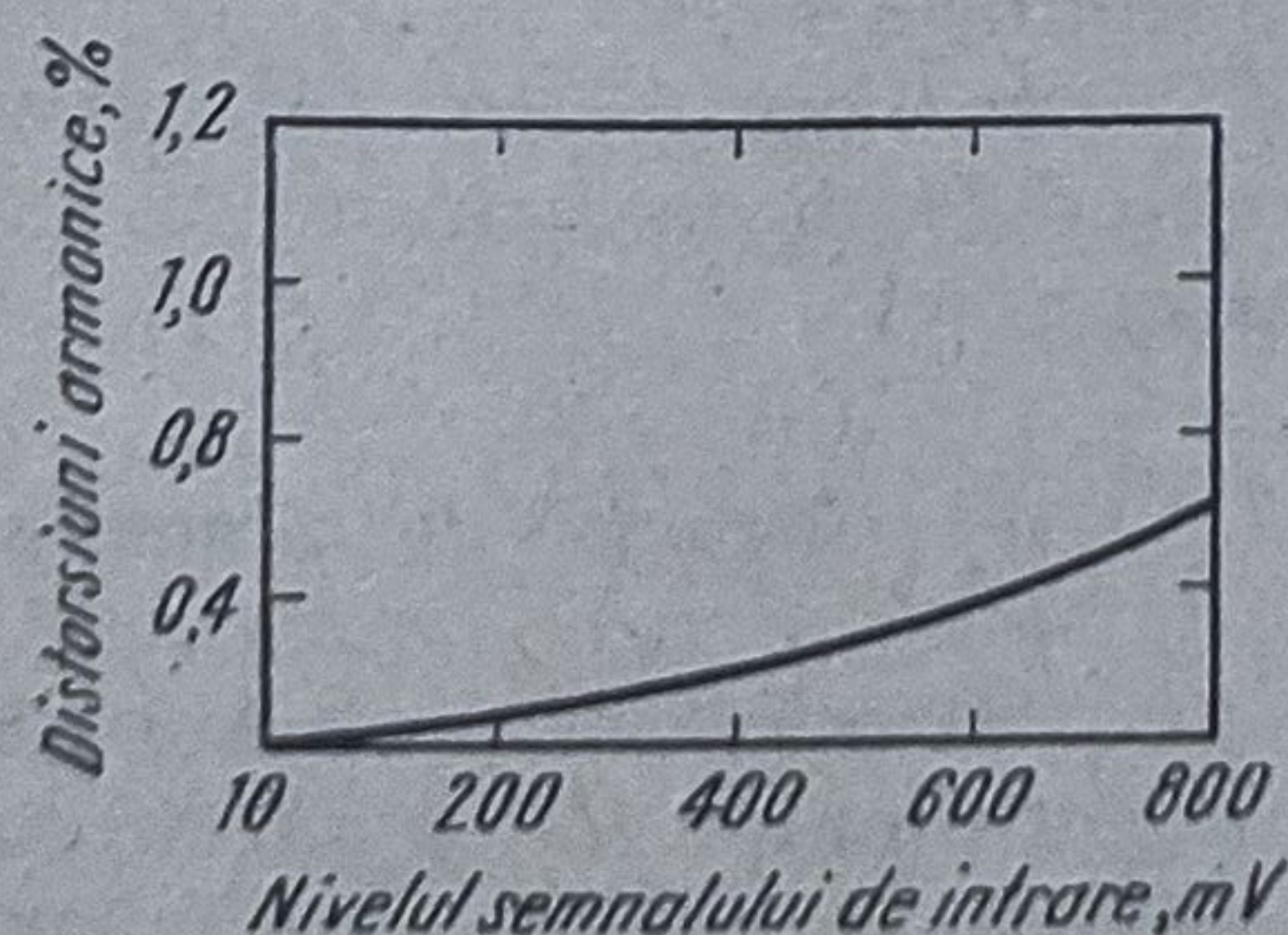
b



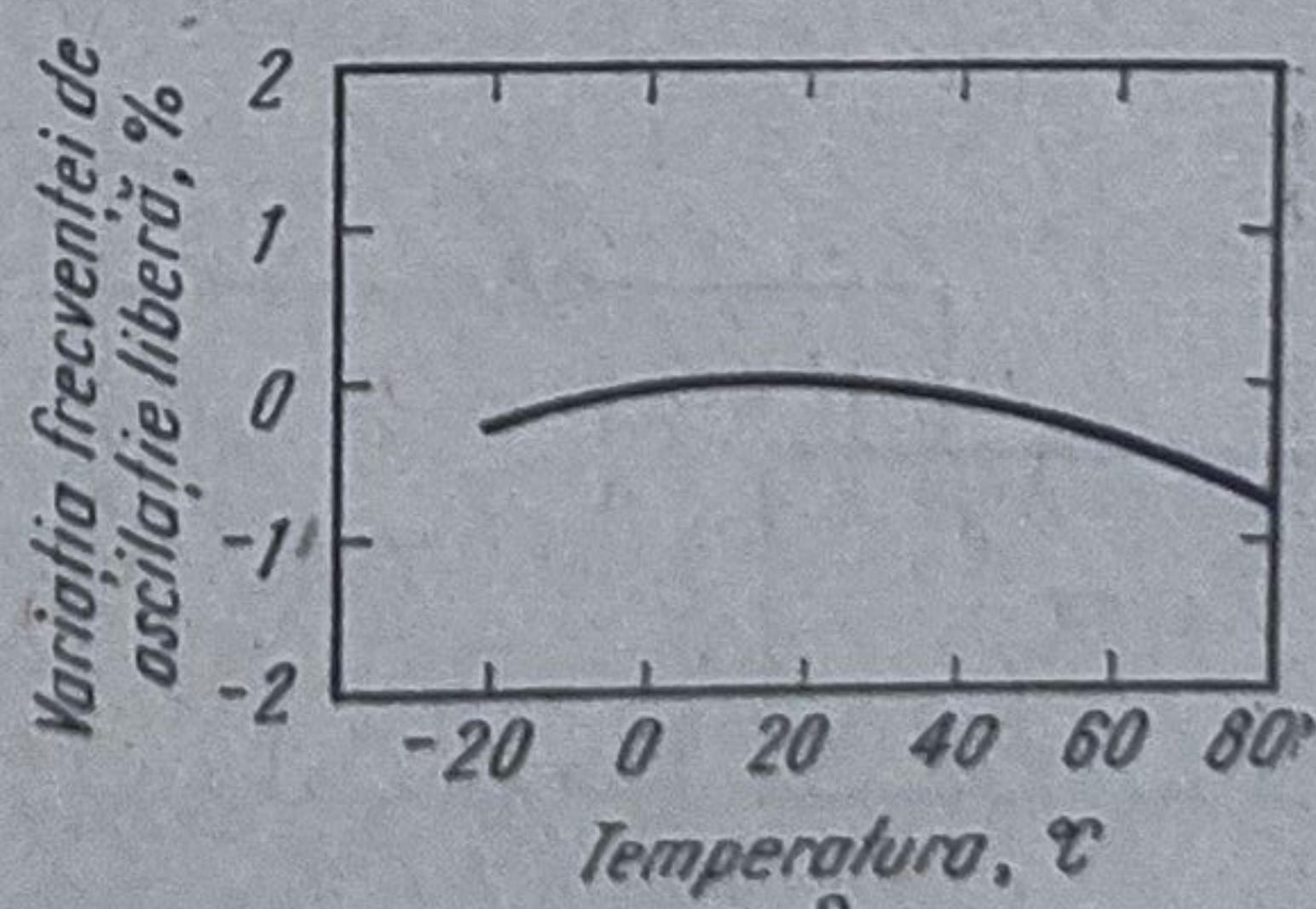
c



d



e



f

4.18 Curbele de variație tipică a parametrilor.

Figura 4.18. *b* arată că măbind capacitatea de cuplaj la intrare C_6 (vezi figura 4.17) se îmbunătățește separarea canalelor prin reducerea defazajului componentelor de joasă frecvență din semnalul stereo.

Figura 4.18. *c* prezintă variația separării canalelor în funcție de deviația frecvenței libere a OCT față de frecvența de 19 kHz. Este de remarcă că separarea canalelor nu este maximă când frecvența de oscilație liberă este exact 19 kHz, ci atunci când există un dezacord de 1...2 %. În utilizare este indicat ca frecvența liberă să fie cât mai apropiată de 19 kHz; chiar dacă în acest caz separarea nu este maximă, ea rămâne în schimb constantă pentru un larg domeniu de variație al amplitudinii și frecvenței semnalului de intrare și al temperaturii ambiante.

Banda de captură poate fi lărgită față de cea care rezultă din schema tipică de aplicații (figura 4.17) dacă se mărește capacitatea C_4 , menținând produsul $C_4(R_4 + R_5)$ constant. În acest caz, deși se constată o ușoară creștere a separării canalelor, separarea este mult mai sensibilă la variația frecvenței libere a OCT.

Dacă utilizatorul dorește să mărească ușor amplificarea etajului decodor aceasta se poate face măbind rezistențele R_1 , R_2 cu condiția ca produsele R_1C_1 , R_2C_2 să rămână constante (corespunzător valorii dorite a constantei de deaccentuare).

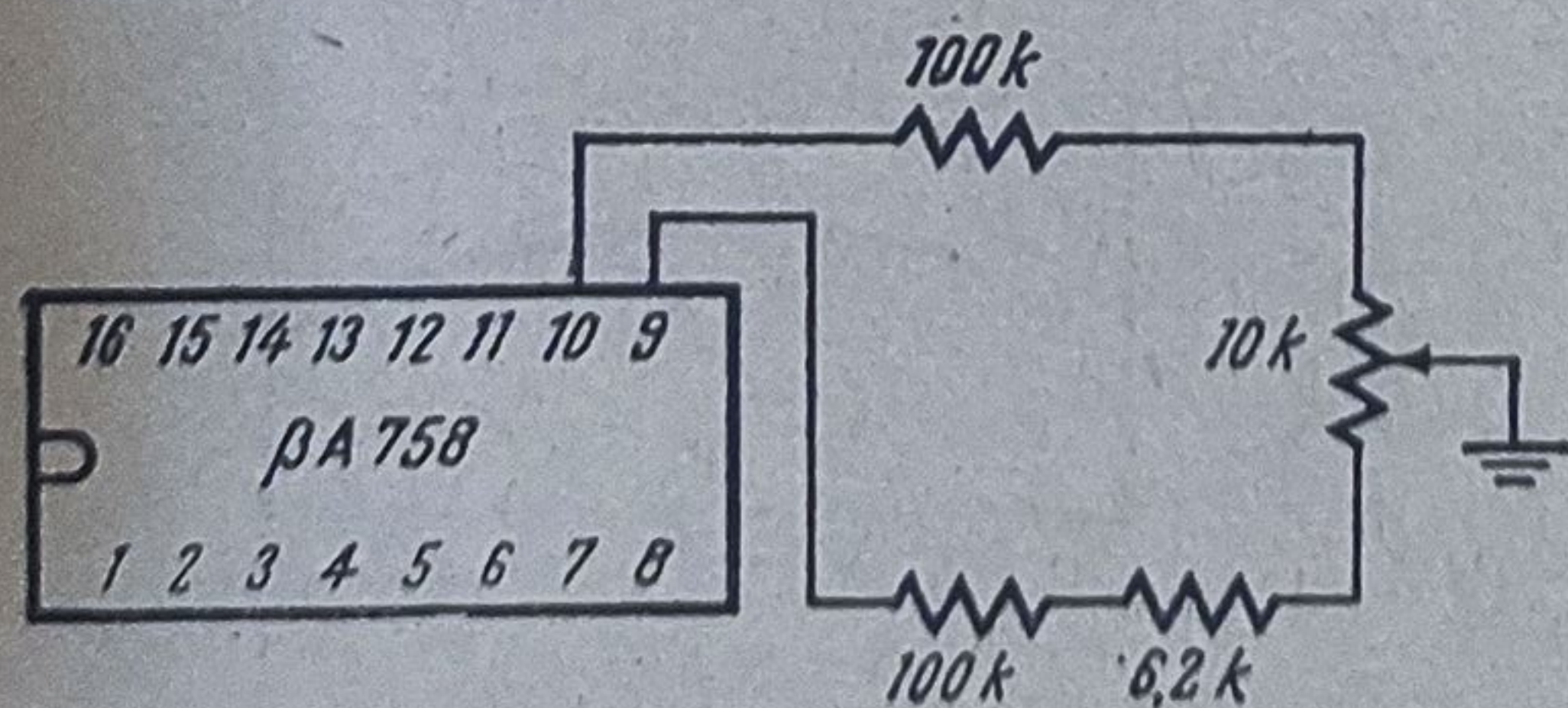
Dacă se dorește schimbarea pragurilor de basculare ale comutatorului de mod, față de cele tipice ($V_{p,on} = 16$ mV și $V_{p,off} = 8$ mV), aceasta se poate realiza dacă se adaugă între terminalele 9 și 10 un potențiomtru în paralel cu condensatorul C_5 ca în figura 4.19. În funcție de poziția potențiometrului pragul $V_{p,off}$ variază practic de la 0 la 30 mV cu histerezis constant.

În locul becului indicator se poate folosi o diodă luminescentă. În acest caz, curentul prin dioda luminescentă trebuie limitat la valoarea corespunzătoare diodei printr-o rezistență serie.

4.4.3. Măsurări la fabricant

Parametrii circuitului [prezențați în foaia de catalog se măsoară cu circuitul în schema de aplicație tipică din figura 4.17.

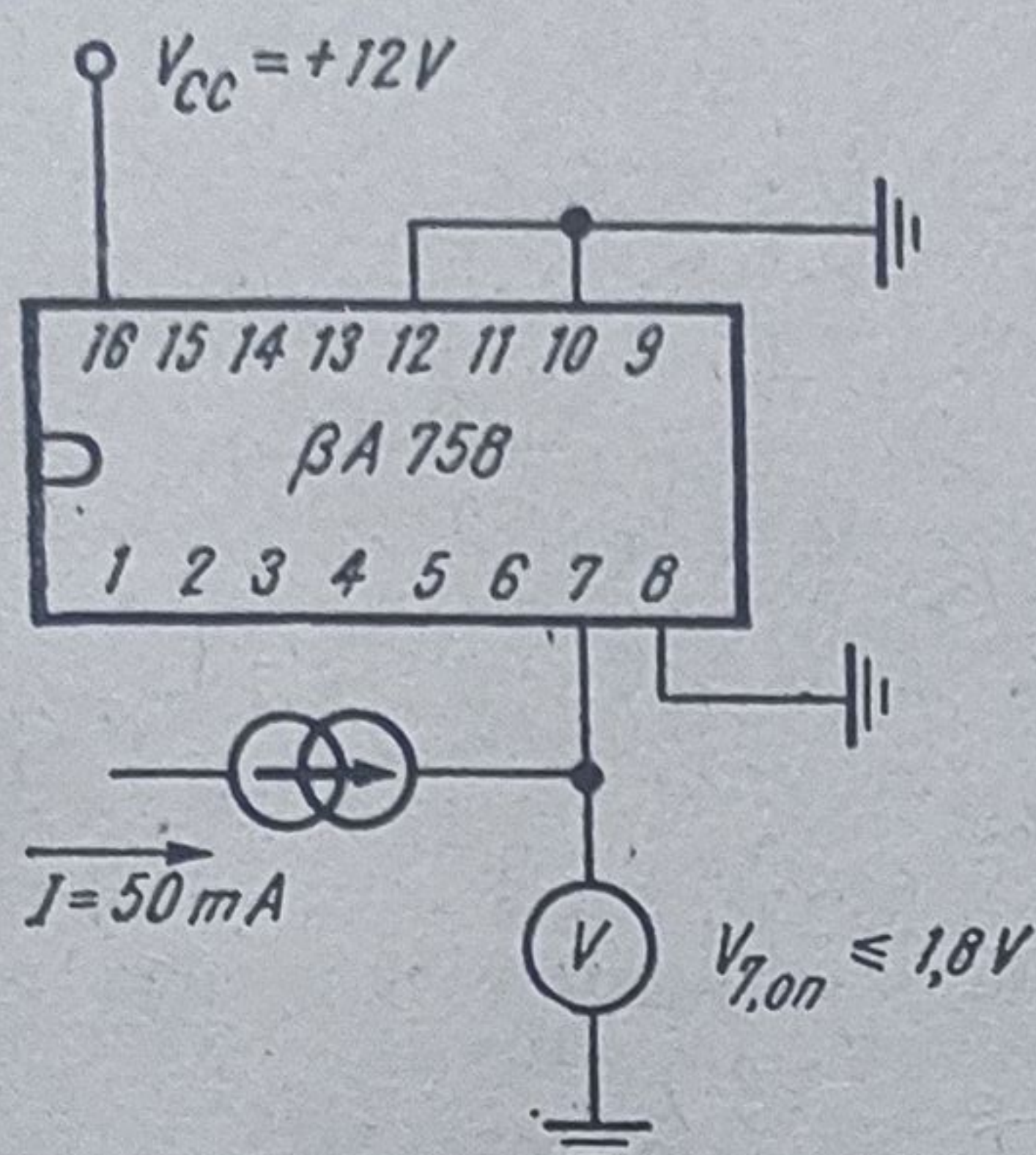
În continuare sînt prezentate metodele de măsurare a acestor parametri



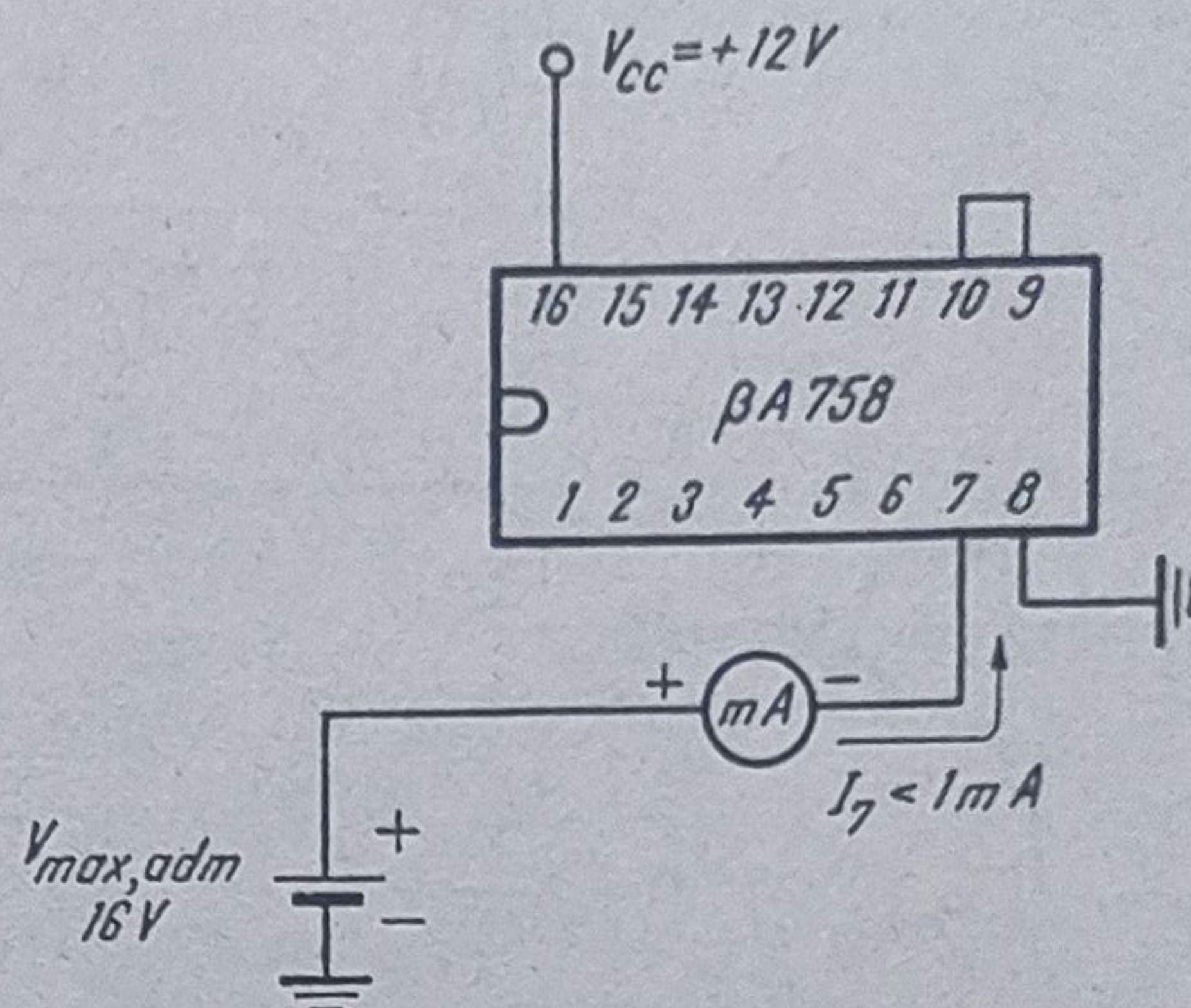
4.19 Schema pentru modificarea pragurilor de basculare ale comutatorului de mod.

a) Curentul de alimentare

Se măsoară curentul absorbit de terminalul 16 (V_{cc}) cu circuitul conectat în schema de măsură din figura 4.17 fără semnal aplicat la intrare.



4.20 Schema de măsurare a tensiunii pe terminalul de comandă al becului, pentru recepție stereofonică.



4.21 Schema de măsurare a tensiunii maxime admisibile pe terminalul de comandă al becului, pentru recepție monofonică.

b) Tensiunea pe terminalul de comandă al becului (terminalul 7)

● cu comutatorul stereo „on” (bec aprins)

Se măsoară fie în schema de măsură din figura 4.17 cu un semnal pilot aplicat la intrare de 30 mV_{ef} , fie static alimentând circuitul ca în figura 4.20.

În ambele cazuri se injectează în terminalul 7 un curent de 50 mA și se măsoară tensiunea V_7 care rezultă:

$$V_{7on} \leq 1,8 \text{ V}$$

● cu comutatorul stereo „off” (bec stins)

Verificarea tensiunii maxime admise pe terminalul 7 în starea „off” se face fie în schema de măsură din figura 4.17 fără semnal aplicat la intrare, fie punând circuitul în condițiile din figura 4.21.

Pe terminalul 7 se aplică o tensiune egală cu cea maxim admisibilă (16 V) și se verifică dacă valoarea curentului absorbit I_7 este mai mică de 1 mA .

c) Rejecția tensiunii de alimentare

Se aplică pe terminalul 16, peste tensiunea continuă V_{cc} , o tensiune alternativă (200 Hz , 200 mV_{ef}).

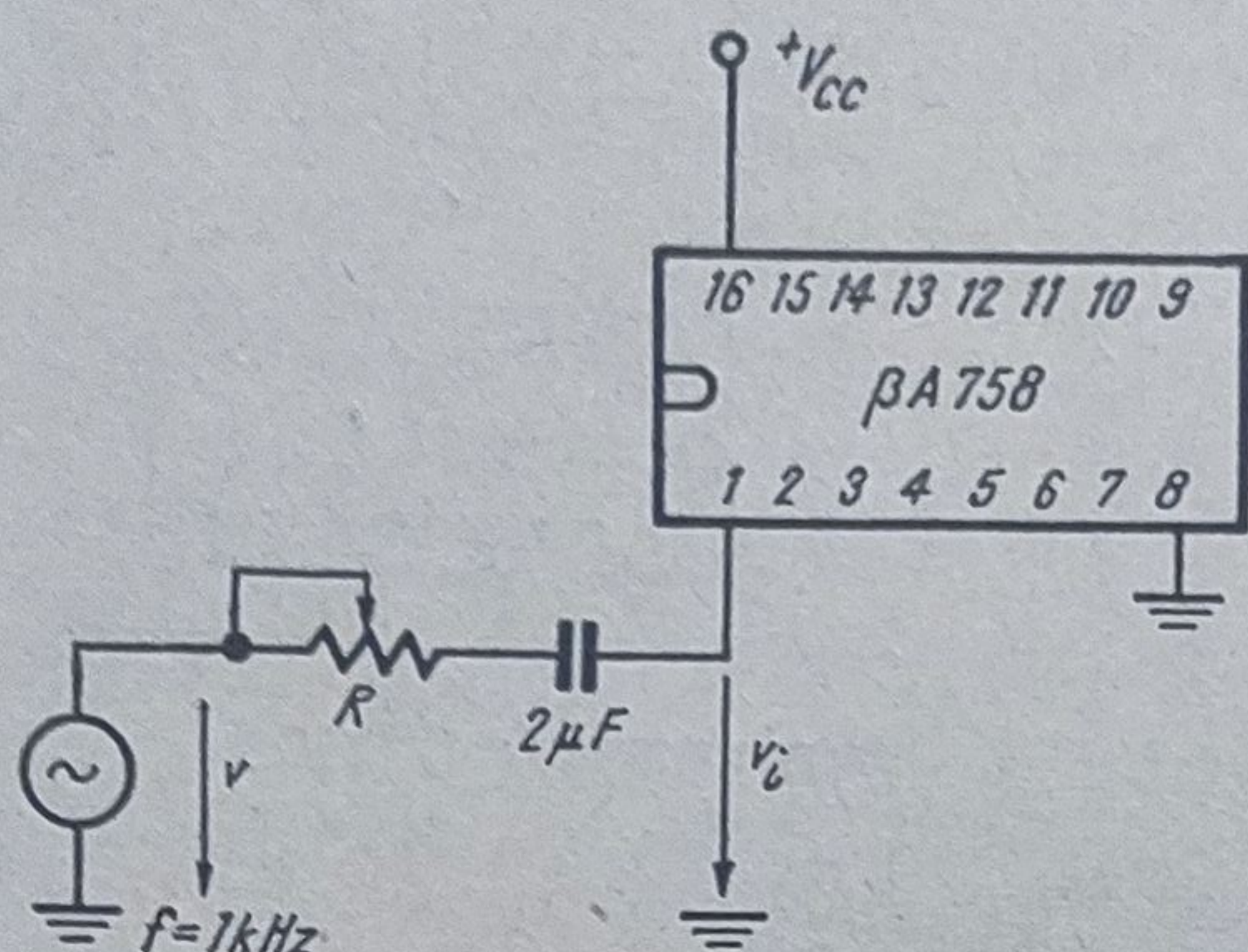
Rejecția tensiunii de alimentare este dată de raportul între tensiunea de 200 Hz măsurată la ieșirea circuitului și cea aplicată pe terminalul 16.

d) Rezistența de intrare (vezi figura 4.22)

Un generator de semnal audio alimentează circuitul în schema de măsură (vezi figura 4.17) în serie cu o rezistență variabilă R .

Se reglează R astfel încât tensiunea la intrarea circuitului V_i să fie jumătate din tensiunea aplicată.

$$V_i = V/2.$$



4.22 Metoda de măsurare a rezistenței de intrare.

În acest caz R este egală cu rezistența de intrare a circuitului.

e) *Rezistența de ieșire*

Se aplică la intrarea circuitului (vezi figura 4.23) un semnal audio. Se măsoară tensiunea audio V_1 la ieșirea canalului stînga în gol, apoi tensiunea V_2 cu rezistența reglabilă R conectată la ieșire.

Se reglează R pînă cînd $V_2 = V_1/2$; în acest caz R este egală cu rezistența de ieșire a canalului stînga.

Măsurarea se face la fel și pentru canalul dreapta.

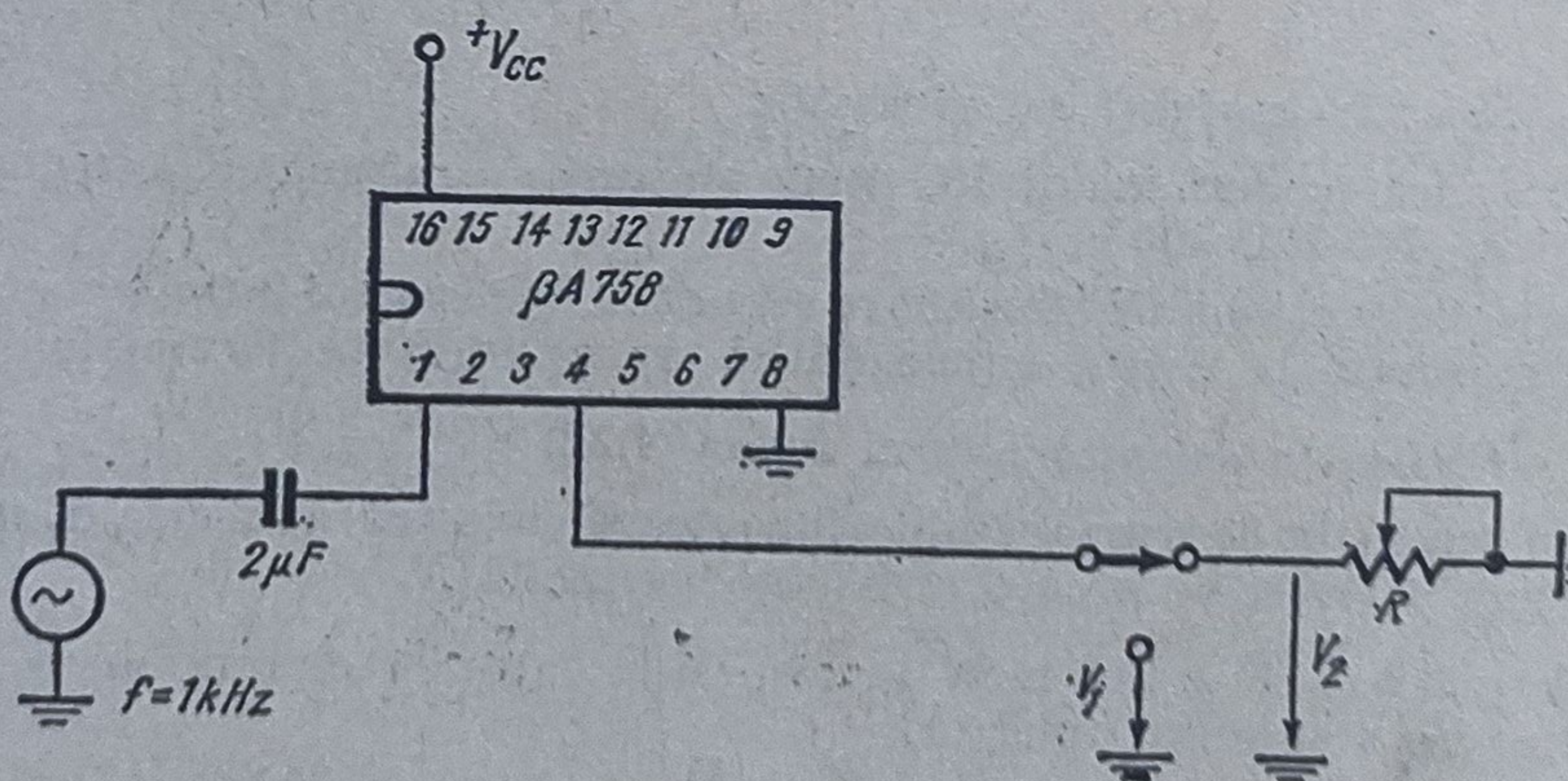
f) *Separarea canalelor (atenuarea de diafonie)*

Se aplică la intrarea circuitului în schema din figura 4.17 un semnal multiplex cu nivelul semnalului pilot de $30 \text{ mV}_{\text{eff}}$ și frecvența audio f_a — numai pe canalul stînga ($L = 1, R = 0$).

Se măsoară cu voltmetrul selectiv tensiunile de frecvență f_a la ambele ieșiri V_L și V_R .

Separarea canalului stînga față de dreapta este dată de relația

$$20 \log [V_L/V_R], \text{ [dB]}.$$



4.23 Metode de măsurare a rezistenței de ieșire.

Așa cum rezultă din figura 4.18. c separarea canalelor depinde sensibil de deviația frecvenței libere a OCT față de 19 kHz. Pentru o măsurare corectă frecvența liberă trebuie reglată la 19 kHz cu o precizie de 0,2%.

g) *Pragul de comutare în mod stereofonic $V_{p,on}$ (pragul de aprindere al becului)*

Cu circuitul în schema de test din figura 4.17 se reglează frecvența liberă la 19 kHz, cu precizie mai bună de 0,5%, apoi la intrare se aplică un semnal pilot (19 kHz) de amplitudine variabilă. Se crește amplitudinea începând de la 0 V pînă cînd becul se aprinde. Se citește pe un voltmetru conectat la intrare nivelul semnalului pilot în acest punct.

h) *Pragul de comutare în mod monofonic $V_{p,off}$ (pragul de stingere al becului)*

După aprinderea becului — ca în măsurătoarea anterioară — se scade nivelul semnalului la intrare pînă cînd becul se stinge. Tensiunea măsurată la intrare în acest punct este pragul de comutare în mod monofonic.

i) *Histerezis în nivelul pilotului*

Se definește ca diferența între cele două praguri măsurate anterior:

$$\text{Histerezis} = V_{p,on} - V_{p,off}$$

j) *Banda de captură*

La intrarea circuitului în schema de test din figura 4.17, după reglajul frecvenței libere la 19 kHz, se aplică un semnal de amplitudine 30 mV și de frecvență variabilă în jurul valorii de 19 kHz.

Frecvența semnalului aplicat la intrare se baleiază crescător și se determină frecvența f_1 — la care oscilatorul intern se calează pe frecvența de intrare (becul se aprinde); apoi plecînd de la frecvențe mari care nu mai pot fi urmărite de oscilatorul intern (becul stins), se scade frecvența semnalului aplicat pînă la frecvența f_2 — la care becul se aprinde din nou.

Banda de captură este dată de relația

$$\frac{f_2 - f_1}{19 \text{ kHz}} \times 100 \quad [\%].$$

k) *Balansul canalelor*

Se măsoară în funcționare monofonică.

La intrarea decodorului se aplică un semnal audio de 1 kHz și amplitudine $V_i = 600 \text{ mV}_{ef}$. Se măsoară tensiunile audio V_L și V_R care rezultă la cele două ieșiri.

Balansul canalelor este dat de relația

$$20 \log \frac{V_L}{V_R}, [\text{dB}].$$

l) *Amplificarea fiecărui canal*

Se măsoară în aceleași condiții ca balansul canalelor.

Amplificarea canalului stînga (dreapta) este dată de

$$\frac{V_{L(R)}}{V_i}.$$

m) Distorsiunile în funcționare monofonică

Se măsoară la ambele ieșiri distorsiunile armonice în banda audio cînd la intrare se aplică un semnal audio de amplitudine $V_i = 600 \text{ mV}$, și frecvență $f_a = 1 \text{ kHz}$.

n) Rejecția frecvenței de 19 kHz

Se aplică la intrarea circuitului în schema de test, după reglajul frecvenței libere la 19 kHz, un semnal multiplex cu $V_m = 300 \text{ mV}_{ef}$, de frecvență $f_a = 1 \text{ kHz}$, ($L = R$) și cu semnal pilot $V_p = 30 \text{ mV}$. Se măsoară la o ieșire cu un voltmetru selectiv tensiunea utilă de frecvență $f_a(V_a)$ și componenta de 19 kHz (V_r).

Rejecția frecvenței de 19 kHz este dată de relația

$$20 \log \frac{V_a}{V_{r, 19\text{kHz}}}, [\text{dB}].$$

o) Rejecția frecvenței de 38 kHz

Măsurarea se face la fel ca la punctul *n*, selectînd de data aceasta componenta de 38 kHz.

Rejecția frecvenței de 38 kHz este data de relația

$$20 \log \frac{V_a}{V_{r, 38\text{kHz}}} [\text{dB}].$$

4.4.4. Măsurări la utilizator

Măsurarea completă a parametrilor circuitului se poate face numai cu ajutorul unui generator de semnal stereo multiplex standard. Cum un asemenea generator nu este în general la îndemîna utilizatorului, aceștia nu pot face o verificare completă a performanțelor circuitului. Fabricantul garantează la vînzare performanțele circuitului în limitele specificațiilor sale. Pentru a putea da această garanție, parametrii esențiali sînt măsurați pe fiecare circuit în parte. Rezultatele probelor de fiabilitate demonstrează menținerea parametrilor în limite corecte și după 2 000 ore de funcționare continuă. Dacă totuși prin utilizarea necorespunzătoare circuitul se defectează, *defectele care apar sînt aproape totdeauna catastrofice* (terminale sau conexiuni de intrare întrerupte, joncțiuni scurtcircuitate), defecte care scot total din funcțiune circuitul.

Aceste defecte pot apare în primul rînd dacă se depășesc valorile limită absolute indicate în § 4.4.1. Datorită poziției simetrice a terminalelor δ —

masă și 16 — V_{cc} este ușor ca din neatenție să se alimenteze invers circuitul (cu + la masă); în felul acesta circuitul se distruge.

Orice utilizator poate face o verificare sumară a funcționării circuitului prin care poate să-și dea seama dacă circuitul este defect catastrofic sau nu.

Având la dispoziție doar un voltmetru și ampermetru de curent continuu se poate verifica curentul de alimentare, care nu trebuie să depășească 45 mA la 12 V.

De asemenea, se pot verifica tensiunile pe terminalul 7 cu comutatorul stereo „on” (vezi figura 4.20) și „off” (vezi figura 4.21). Aceste verificări simple pun în evidență o mare parte din defectele catastrofice.

Cu ajutorul unui generator audio și un voltmetru de curent alternativ se poate verifica funcționarea monofonică a circuitului în schema de măsură tipică (figura 4.17).

Dacă se aplică la intrare un semnal de 19 kHz, se variază R_4 în limitele permise de potențiomtru și se verifică că becul se aprinde.

Dacă se dispune de un osciloscop (sau frecvențmetru) se verifică forma de undă pe terminalul 11. Trebuie să se găsească o undă dreptunghiulară de frecvență 19 kHz, cu o amplitudine de aproximativ 3 V, și un factor de umplere de 1/2.

Dacă circuitul corespunde verificărilor de mai sus, în general el funcționează ca decodor. Parametrul esențial, separarea canalelor nu se poate măsura decât folosind un generator de semnal stereo.

4.5. Alte circuite integrate

În domeniul integrării funcțiilor unui detector stereo realizările pe plan mondial nu sînt prea numeroase. În continuare se va da o descriere sumară a celor mai reprezentative tipuri.

μA 758

Acest circuit ⁵ este identic cu circuitul *IPRS-BĂNEASA* βA 758.

LM 1 800

Deși acest circuit are o altă schemă electrică ⁶ decît βA 758, el este echivalent ca performanțe. Mai mult decît atît, schema bloc, configurația terminalelor și schema de aplicație sînt identice cu ale circuitului βA 758.

MC 1 310

Cu o schemă electrică mai simplă ⁷ acest circuit realizează performanțe asemănătoare cu βA 758. Schema bloc este identică. Caracteristicile electrice și configurația terminalelor sînt date în tabelul 4.2.

Tabelul 4.2

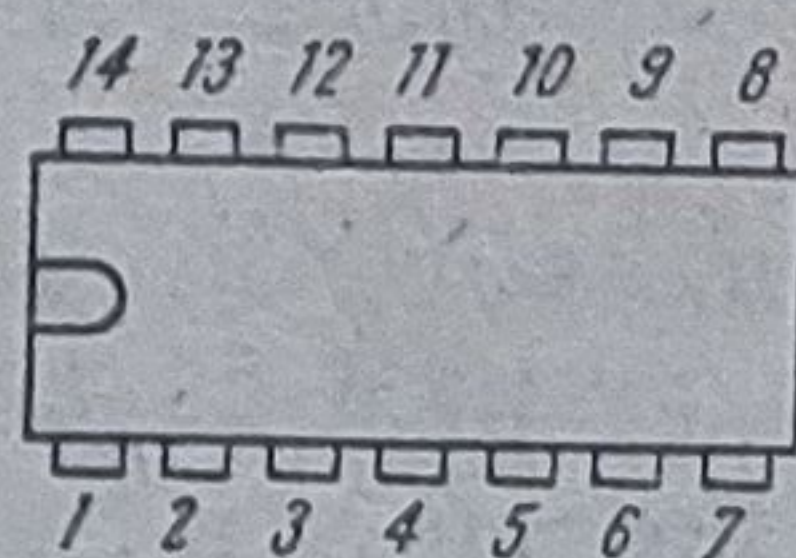
MC 1310

Decodor stereo

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	+14 V
Curentul prin terminalul de comandă al becului	75 mA
Putere disipată	600 mW
Gama temperaturilor de funcționare	-0°C ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-55°C ... 125°C

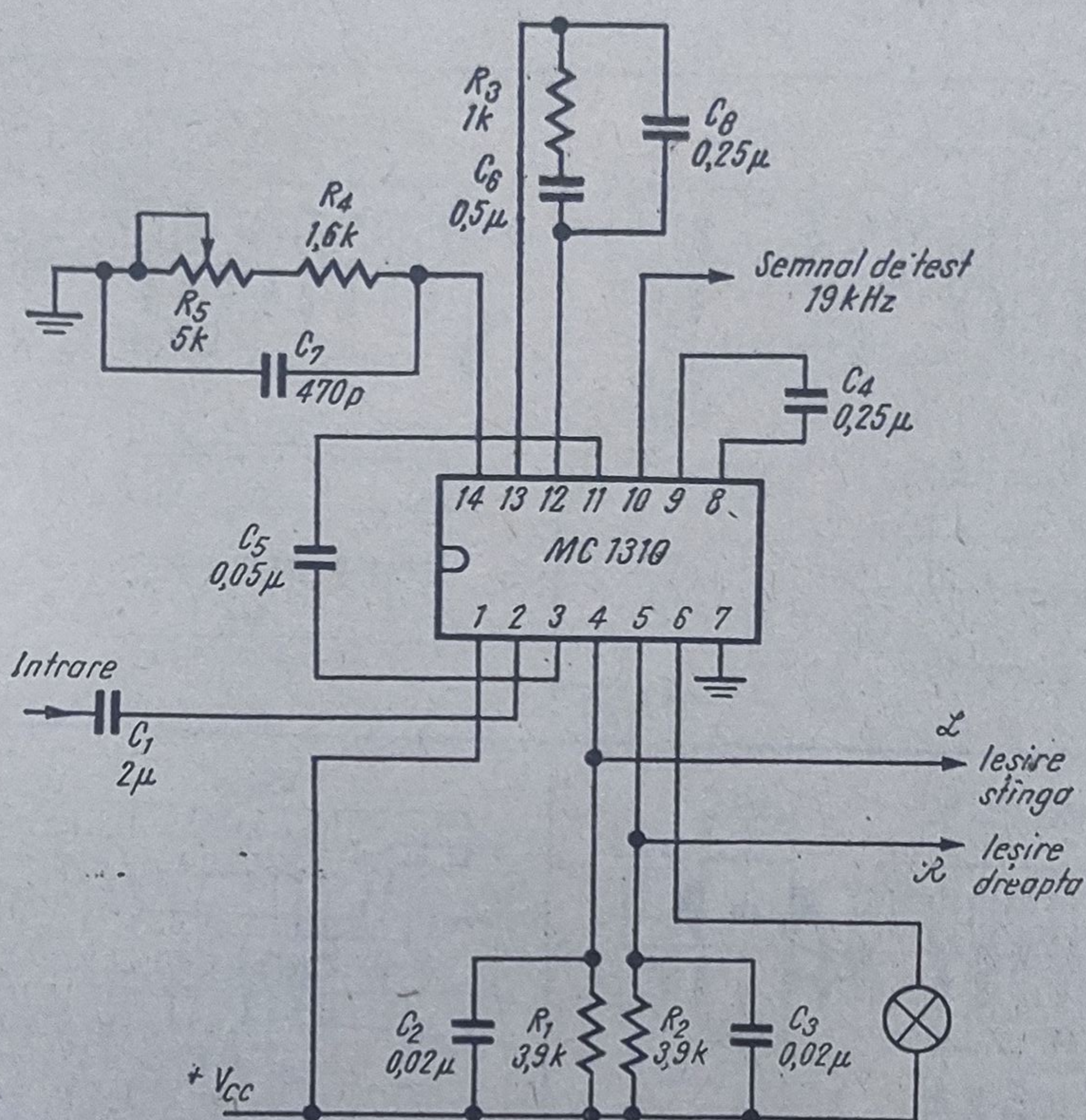
CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

capsula TO-116
vedere de sus

1 V_{CC}	8 } Filtrul comutatorului de mod
2 Intrare semnal stereo multiplex	9 }
3 ieșirea amplificatorului de intrare	10 Semnal test de 19 kHz
4 ieșire stînga	11 Intrarea detectorului sensibil la fază
5 ieșire dreapta	12 } Filtrul PLL
6 Comanda becului indicator de mod	13 }
7 Masa	14 Circuitul RC din OCT Reglajul frecvenței de 19 kHz

CARACTERISTICI ELECTRICE ($T_a = 25^\circ\text{C}$, semnal multiplex 560 mV_{eff})

Parametrul	Min.	Tipic	Max.	Unități
Semnal multiplex maxim la intrare	2,8			V _{rr}
Impedanța de intrare	20	50		kΩ
Separarea canalelor (diafonia)	30	40		dB
Balansul canalelor (fără semnal pilot)			1,5	dB
Distorsiuni armonice		0,3		%
Rejecția frecvențelor ultraso-				
nice				
19 kHz		34		dB
38 kHz		45		dB
Nivelul semnalului pilot			20	mV
Becul se aprinde				mV
Becul se stinge	5			%
Banda de captură		±3,5		%



4.24 Schema de aplicație pentru decodorul stereo integrat MC1310.

Schema tipică de aplicație și de verificare a performanțelor este dată în figura 4.24.

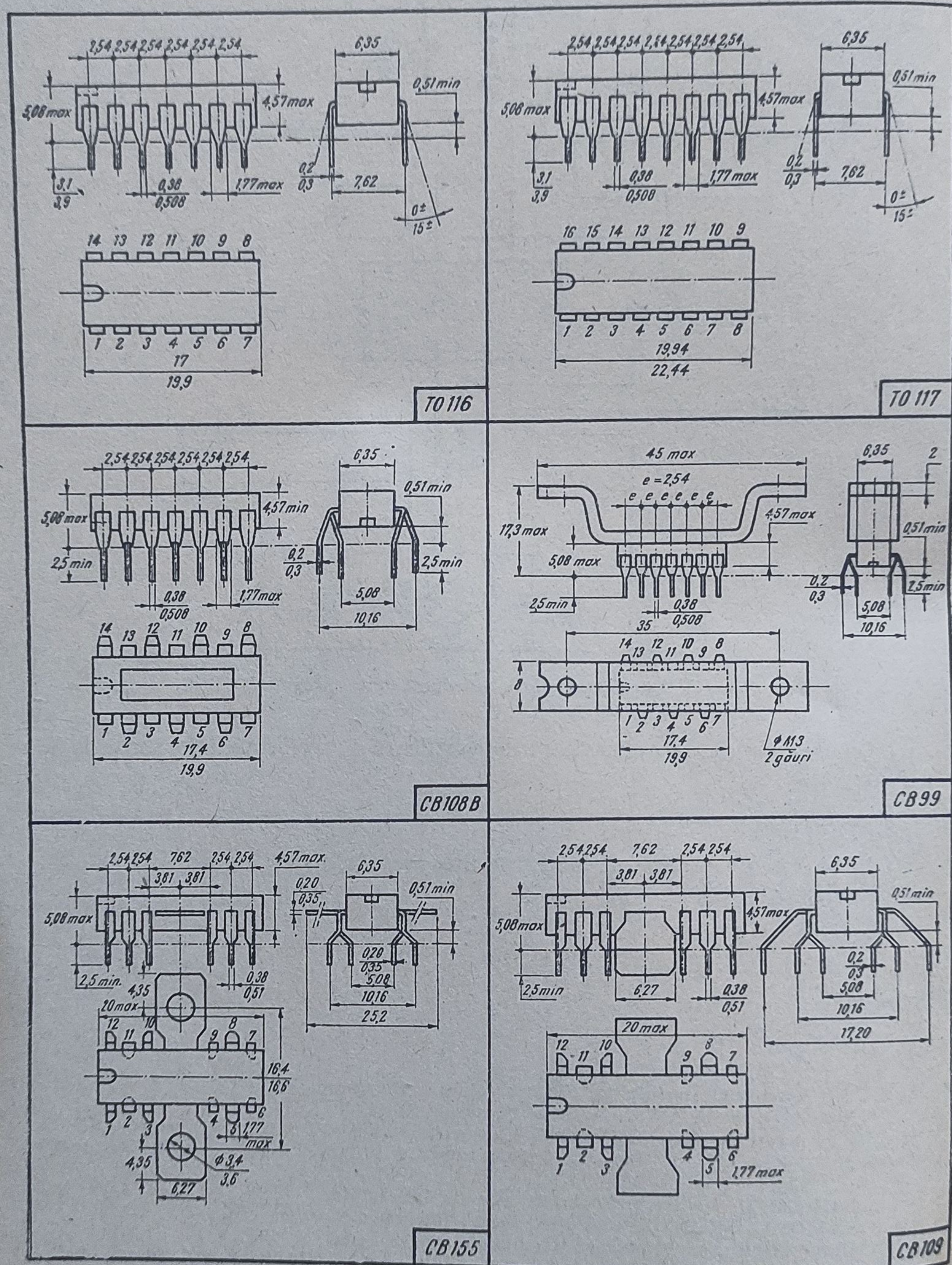
TDA 1005

Acest circuit realizează performanțe asemănătoare cu βA 758 cu un etaj decodor diferit ⁸.

Bibliografie

1. Suci, D., Receptorul stereofonic, Editura tehnică, București, 1972.
2. * * * Notă de aplicații, AN-81. National Semiconductors, 1973.
3. Stere, R., Aparate de măsură și control, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1968.
4. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H., Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București, 1975.
5. * * * FAIRCHILD, The linear integrated circuits data catalog, 1978.
6. * * * NATIONAL SEMICONDUCTORS, Linear integrated circuits, 1976.
7. * * * MOTOROLA, Semiconductor data library, vol. 6, Series, A, 1975.
8. * * * MBLE, Data handbook, Semiconductors and integrated circuits, Part 5, March 1975.

DIMENSIUNILE CAPSULELOR CIRCUITELOR INTEGRATE

Biblioteca Facultății
de Științe EconomiceCota
vechi

Preț

14 50

Lei 14,50



EDITURA TEHNICĂ